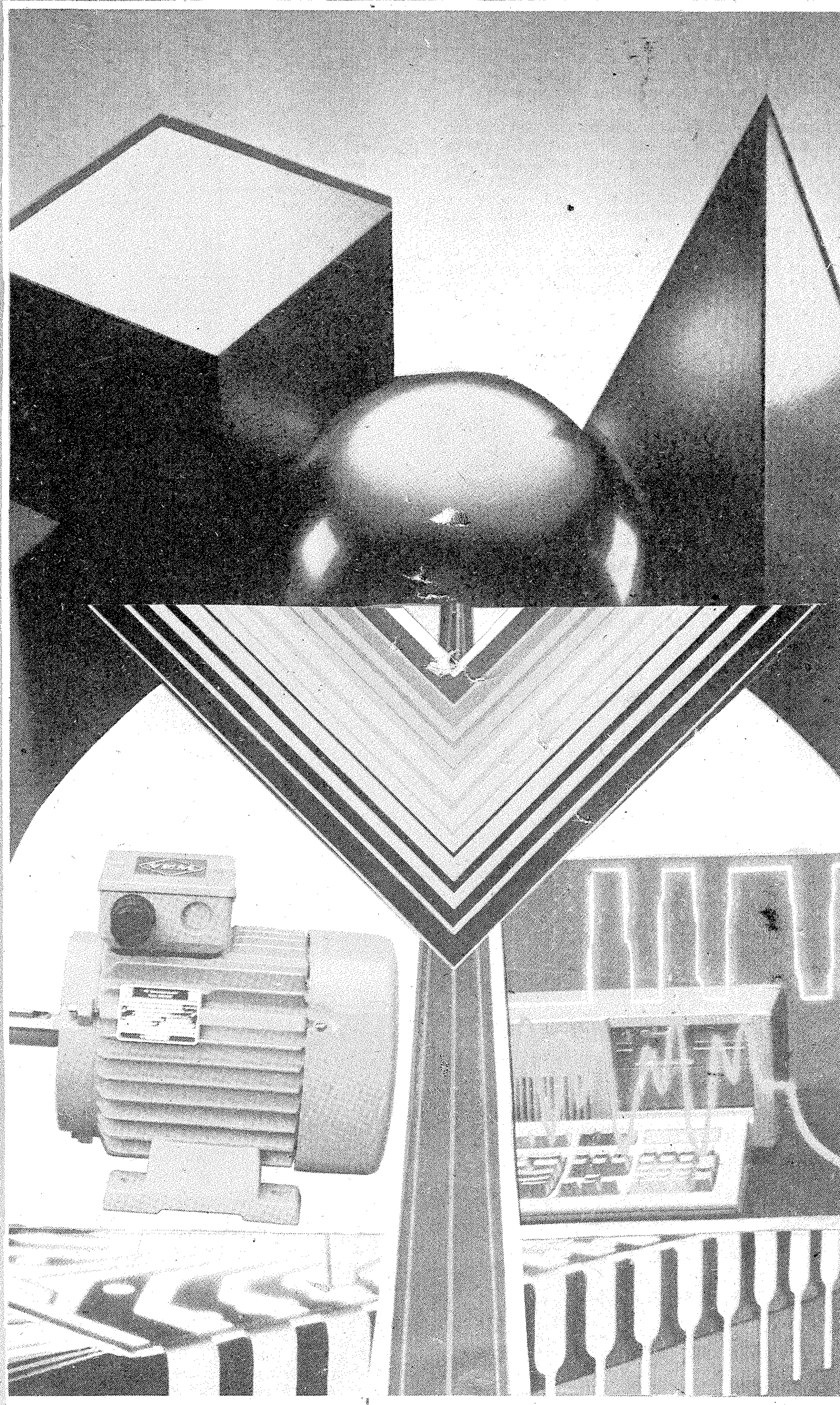
Tehnium

ANUL XXII — NR. 258 **5/1992**

SUMAR



REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 18.35 66—17 60 10/2059
PREȚUL 50 LEI

PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR

Dr. ing. ŞERBAN RADU IONESCU, YO3AVO

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Coeficienţii multiplicativi ai potenţialelor (5.6) şi (5.7) intră aditiv în componenţa admitanţelor care apar în sistemul complet (2.2), şi anume pentru sursa de curent în admitanţele Y_{ip}, Y_{im}, Y_{jp} şi Y_{jm}, iar pentru sursa de tensiune în admitanţele Y_{ii}, Y_{ij}, Y_{ip}, Y_{im}, Y_{ji}, Y_{jj}, Y_{jp} şi Y_{jm}.

Parametrii electrici şi topologici ai celor două surse sînt introduşi în calculator (pentru prima dată şi în caz de modificare sau corectare) prin intermediul segmentelor de program conţinute în listele 5.7 (sursa de curent) şi 5.8 (sursa de tensiune). În ceea ce priveşte nodurile între care sînt interconectate în circuit sursele, acestea apar pe ecran notate G+ şi G-, iar cele între care se manifestă tensiunea care comandă sursele sînt notate C+ şi C-. Notaţiile corespund convenţiei din figurile 5.12 şi 5.13.

Lista 5.9 conţine instrucţiunile programului prin care admitanţele circuitului complet mai sus amintite înglobează contribuţia surselor de curent sau tensiune comandate.

Lista 5.7

```
7955 DIM I(Z(4),5)
7960 PRINT "NR";TAB 7;"VAL.(mA/V
)";TAB 19;"C+ C-";TAB 27;"G+ G-"
: RETURN
7970 PRINT "I";K;TAB 7;: INPUT I
(K,1): PRINT I(K,1);TAB 19;: INP
UT I(K,2): PRINT I(K,2);TAB 21;
,";: INPUT I(K,3): PRINT I(K,3);
: INPUT I(K,4): PRINT TAB 27;I(K
,4);TAB 29; ",";: INPUT I(K,5):
PRINT I(K,5): RETURN
8080 PRINT "I";I;TAB 7;I(I,1);TA
B 19;I(I,2);TAB 21;",";I(I,3);TA
B 27;I(I,4);TAB 29;",";I(I,5): R
ETURN
```

Lista 5.8

```
9305 DIM E(Z(13),6)
9310 PRINT "NR";TAB 4;"A";TAB 9;
"Ri(kOhm)";TAB 19;"C+ C-";TAB 27
;"G+ G-": RETURN
9320 PRINT "E";K;TAB 4;: INPUT E
(K,1): PRINT E(K,1);TAB 9;: INPU
T E(K,6): PRINT E(K,6);TAB 19;:
INPUT E(K,2): PRINT E(K,2);TAB 2
1;",";: INPUT E(K,3): PRINT E(K,
3);: INPUT E(K,4): PRINT TAB 27;
E(K,4);TAB 29;",";: INPUT E(K,5)
: PRINT E(K,5): RETURN
9430 PRINT "E";I;TAB 4;E(I,1);TA
B 9;E(I,6);TAB 19;E(I,2);TAB 21;
",";E(I,3);TAB 27;E(I,4);TAB 29;
",";E(I,5): RETURN
```

```
525 LET G(L,J)=G(L,J)-S: LET G(
L,K)=G(L,K)+S: LET G(M,J)=G(M,J)
+S: LET G(M,K)=G(M,K)-S: RETURN
2710 FOR I=1 TO Z(4): LET S=I(I,
1): LET J=I(I,2): LET K=I(I,3):
LET L=I(I,4): LET M=I(I,5): GO S
UB 525: NEXT I
3160 FOR I=1 TO Z(13): LET S=E(I
,1)/E(I,6): LET J=E(I,2): LET K=
E(I,3): LET L=E(I,4): LET M=E(I,
5): GO SUB 525: LET G1=1/E(I,6):
 GO SUB 460: NEXT I
```

Uneori sîntem confruntaţi însă cu situaţia descrisă în figura 5.15-a, cînd ne interesează valoarea tensiunii între două noduri oarecare ale circuitului (exemplificat în varianta cu terminal comun între cele două porţi). Aceste două noduri, notate cu p şi m, pot fi noduri interne, aşa cum apar în figură, dar la fel de bine pot fi nodurile porţii de intrare (1 şi n în figură). Mai mult decît atît, sînt cazuri cînd circuitul are o impedanţă de sarcină complexă (aşa cum apare în figură), Z_s şi cînd formula amplificării de tensiune (3.12) utilizată în program nu mai este valabilă, dar sîntem interesaţi totuşi în cunoaşterea valorilor tensiunii la bornele sarcinii (deci între nodurile 2 şi n).

În toate aceste situaţii, cea mai corectă cale de urmat în utilizarea programului o constituie adăugarea la circuit a unei surse de tensiune comandată de către tensiunea ce se doreşte a fi cunoscută, aşa cum este sugerat în figura 5.15-b. Prin această extindere a circuitului, nu sînt afectate cu nimic valorile tensiunilor din circuitul iniţial.

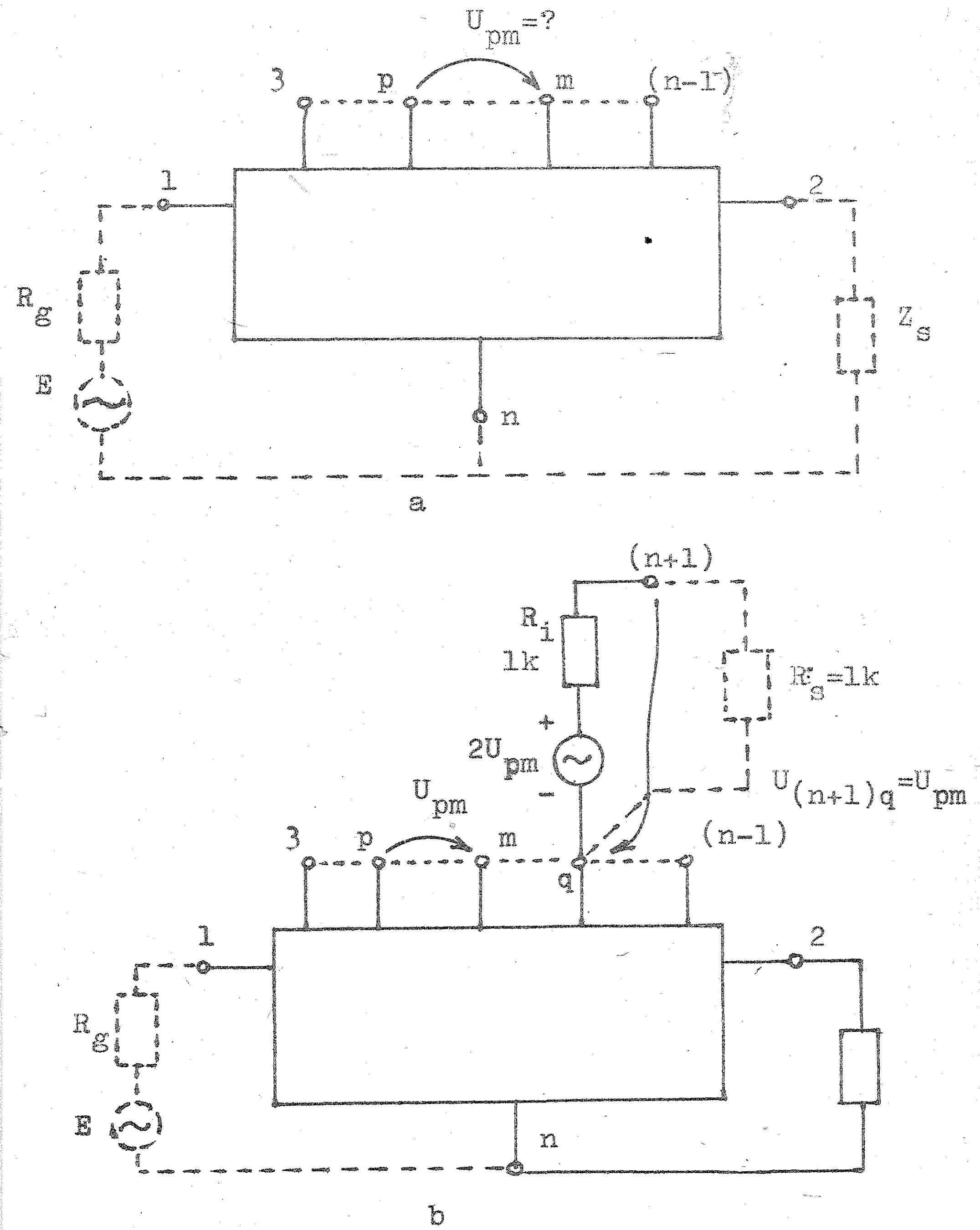


Fig. 5.15

5.3.2 Exemplu (IE)

Vom folosi prilejul oferit de exemplificarea utilizării explicite a surselor de curent şi tensiune comandate, pentru a vă sugera, totodată, o modalitate simplă de extindere a aplicabilităţii programului prezentat.

Aşa după cum s-a putut constata încă de la debutul capitolului 3, rezultatele analizei efectuate de program privesc circuitul studiat ca un dipol avînd aplicat la poarta de intrare un generator cu impedanţa internă rezistivă, iar la poarta de ieşire o sarcină de asemenea pur rezistivă (revedeţi, de exemplu, figura 3.1).

Impedanţa de sarcină iniţială a circuitului (Z_s din figura 5.15-a) este privită acum ca făcînd parte integrantă din acesta. În mod fictiv, noul circuit (extins) are o nouă rezistenţă de sarcină, R_s, conectată la bornele generatorului de tensiune comandat, borne care devin astfel poarta de ieşire a circuitului (o poartă evident fictivă, necesară numai din nevoi de calcul!). Valoarea rezistenţei R_s poate fi oricare dar nenulă, probabil cea mai nimerită alegere constituind-o egalitatea cu valoarea rezistenţei interne a sursei de tensiune (la rîndul ei arbitrară!), ambele putînd fi, spre exemplu, de 1 kΩ.

Pentru această alegere ($R_s = R_i$), o valoare a tensiunii electromotoare a sursei comandate de două ori mai mare decît valoarea tensiunii U_{pm} (adică a = 2) conduce la egalitatea acesteia din urmă cu valoarea tensiunii la poarta de ieșire și, deci, la posibilitatea cunoașterii ei directe ca rezultat al rulării programului.

Cu privire la schema de principiu din figura 5.15-b mai trebuie făcută o observație importantă, și anume că unul dintre cele două noduri între care este conectat generatorul de tensiune comandat trebuie să fie dintre cele n noduri ale circuitului inițial (din figura 5.15-a). În cazul în care se scapă din vedere această regulă, apare o nedeterminare între potențialele nodurilor circuitului inițial și potențialele celor două borne ale generatorului. Această nedeterminare conduce, în timpul execuției programului, la o tentativă de împărțire prin zero, sancționată de calculator prin oprirea acesteia și tipărirea mesajului „6 Number too big, 145:5".

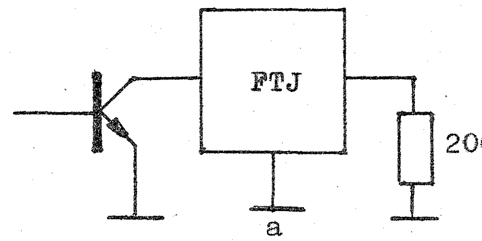
Vom vedea în continuare cum se aplică cele prezentate mai sus în situația practică a unui filtru LC trece-jos cu frecvența de tăiere de 30 MHz, plasat între colectorul unui tranzistor (bipolar) amplificator sau mixer și o sarcină de 200Ω, așa cum arată figura 5.16-a.

Din punct de vedere al dimensionării elementelor filtrului, tranzistorul poate fi considerat ca un generator de curent comandat în tensiune. Impunînd filtrului o caracteristică de transfer de tip Cebîșev și ordin 4, modelul întregului circuit este cel din figura 5.16-b.

Calculul exact al valorilor elementelor filtrului pentru o ondulație admisă în banda de trecere egală cu 1,25 dB conduce la valorile teoretice L_1 = 2,1098693 μH, L_2 = 1,2112635 μH, C_1 = 33,340653 pF și C_2 = 37,186659 pF. Valorile practice utilizate la realizarea filtrului sînt însă cele trecute în figură și se pune în mod firesc întrebarea care este efectul diferenței între cele două grupe de valori (teoretice și practice).

În lista-exemplu 5.4 este prezentată o analiză sumară. Panta generatorului de curent a fost considerată egală cu 5 mA/V, pentru a avea un nivel de referință (0 dB) pentru tensiunea la bornele sarcinii de 1 V. Totodată, în acest exemplu, rezistența internă a generatorului (R_g) conectat la poarta de intrare a circuitului (în baza tranzistorului) are o valoare arbitrară, ea neinfluențînd rezultatele (generatorul funcționează în acest caz în gol!).

Pentru a trage însă concluzii mai corecte și a avea o imagine completă asupra funcționării circuitului, în tabelul 5.2 sînt incluse rezultatele unei analize mai detaliate, obținută prin reluarea execuției exemplului 5.4 în regim de baleiere cu pași de 1 MHz și 5 MHz. Se constată cu ușurință că atenuarea în banda de trecere a filtrului nu iese mult din limita prescrisă.



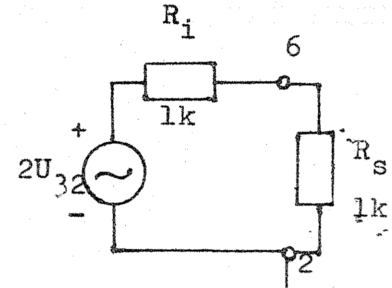
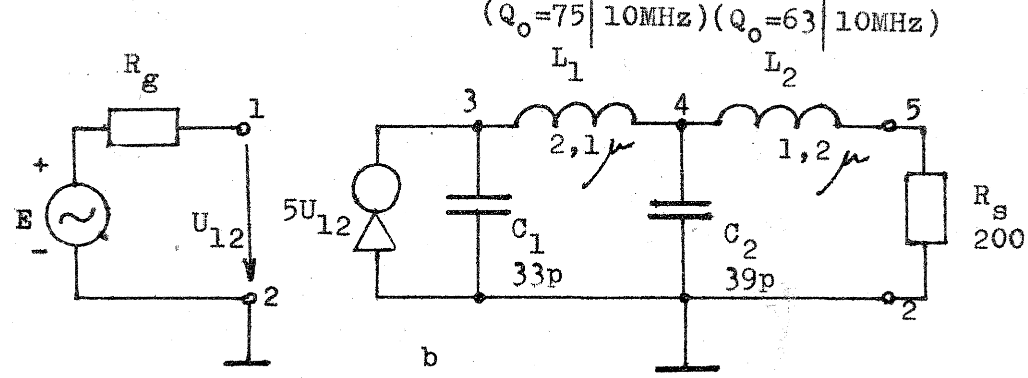
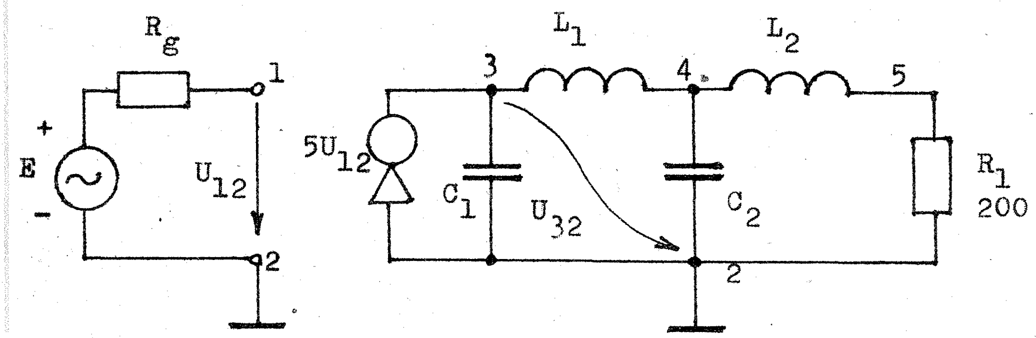


Fig. 5.16





Lista exemplu 5.4 (figura 5.16-b)

```
ANALIZA CIRCUITELOR LINIARE
   IN REGIM SINUSOIDAL

* MODELE: RLCUVIDETFOYS

* NUMARUL DE NODURI: 5

* ELEMENTE: CLI

* UNITATEA DE
  FRECVENTA (G/M/K/H): M

* Fo (MHz): 10

* ELEMENTE C: 2

NR     VAL.(pF)            K  K
C1     33                  3 ,2
C2     39                  4 ,2

* ELEMENTE L: 2

NR     VAL.(uH/Qo)         K  K
L1     2.1/75              3 ,4
L2     1.2/63              4 ,5

* ELEMENTE I: 1

NR     VAL.(mA/V)  C+ C-   G+ G-
I1     5           1 ,2    3 ,2

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): A

* NODURI INTRARE: 1, 2

* NODURI IESIRE: 5, 2

* Rg (kOhm): 1

* Rs (kOhm): 0.2

* BALEIERE (D/N): D

* Fmin (MHz): 1

* Fmax (MHz): 41

* Fpas (MHz): 10

* PARAMETRU (YUPIET): U

         F= 1 MHz
Au=1.0020E+00    (.02 dB)
PH=   -5.2 grd

         F= 11 MHz
Au=1.1256E+00    (1.03 dB)
PH= -68.33 grd

         F= 21 MHz
Au=9.9872E-01    (-.01 dB)
PH=-138.02 grd

         F= 31 MHz
Au=7.8586E-01    (-2.09 dB)
PH= 103.35 grd

         F= 41 MHz
Au=1.3267E-01    (-17.54 dB)
PH=  50.24 grd

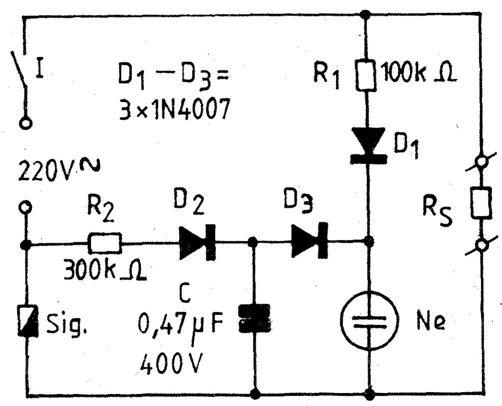
* CONTINUARE (C/P/A/R/S): S
```

Tabel 5.2 (exemplul 5.4 și 5.5)

f (MHz)	$\|U_{52}/E\|$ (dB)	$\|U_{32}/E\|$ (dB)
1	0,02	0,05
2	0,07	0,17
3	0,15	0,35
4	0,26	0,58
5	0,40	0,86
6	0,54	1,15
7	0,68	1,45
8	0,82	1,74
9	0,93	2,00
10	1,00	2,20
11	1,03	2,34
12	1,00	2,40
13	0,93	2,38
14	0,81	2,30
15	0,66	2,15
16	0,49	1,96
17	0,32	1,74
18	0,16	1,53
19	0,05	1,35
20	-0,01	1,22
21	-0,01	1,20
22	0,07	1,32
23	0,24	1,61
24	0,49	2,12
25	0,81	2,83
26	1,14	3,70
27	1,35	4,59
28	1,25	5,29
29	0,64	5,57
30	-0,52	5,35
31	-2,09	4,75
32	-3,86	3,96
33	-5,68	3,12
34	-7,45	2,31
35	-9,14	1,56
36	-10,74	0,88
37	-12,25	0,25
38	-13,68	-0,31
39	-15,03	-0,84
40	-16,32	-1,31
45	-21,94	-3,25
50	-26,59	-4,70
55	-30,58	-5,88
60	-34,09	-6,88

CONTINUARE ÎN NR. VIITOR

INDICATOR



În numărul trecut am reamintit — îndeosebi pentru mai tinerii noștri cititori — două variante simple de **indicatoare de funcționare** cu beculețe cu neon. La acestea merită, cred, adăugată și schema alăturată, care asigură o dublă semnalizare, după cum vom vedea imediat.

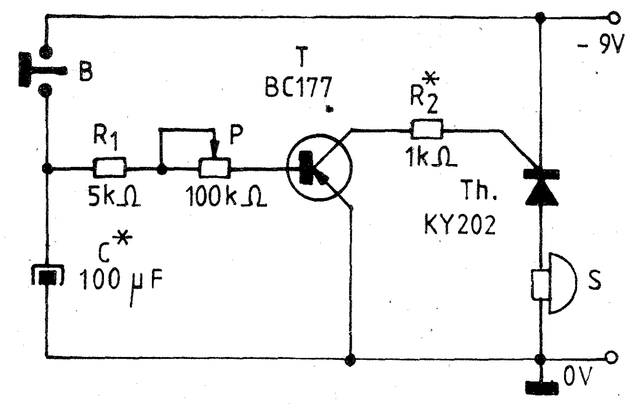
Într-adevăr, atunci cînd întrerupătorul I este închis, becul Ne luminează continuu (alimentat prin R1 și D1), indicînd prezența tensiunii de rețea la bornele consumatorului Rs, chiar dacă acesta este deconectat sau întrerupt intern. Atît timp cît siguranța fuzibilă este „bună", căderea de tensiune pe ea este neglijabilă, astfel că grupul R2, D2, C este practic scurtcircuitat.

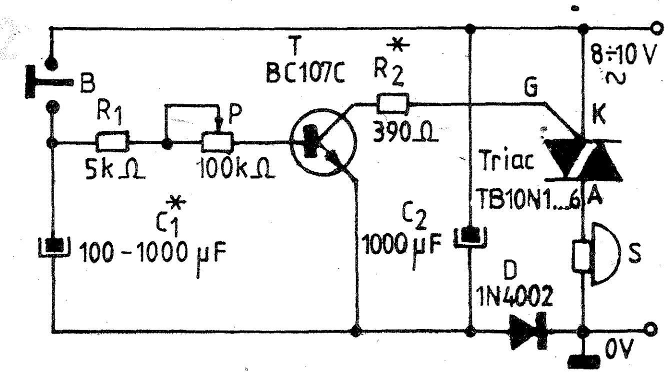
La arderea accidentală a siguranței, însă, circuitul R2, D2, C se „activează", el apărînd acum în serie cu priza de rețea și cu consumatorul. Dacă acesta din urmă este deconectat sau întrerupt intern, becul Ne se stinge și rămîne stins (Rs nu funcționează). Dacă însă consumatorul se află conectat și este „bun", grupul R2, D2, C, D3 intră în acțiune, ducînd la aprinderea intermitentă a becului Ne. Frecvența de pîlpîire este dependentă în principal de valorile lui R2 și C, dar și de tipul becului folosit. Principiul acestui oscilator a mai fost descris recent și nu insist asupra lui. Mai menționez doar introducerea diodelor de „separare" D1 și D3, a căror prezență condiționează cele două moduri distincte de funcționare.

Valorile rezistențelor R1 și R2 nu sînt critice, ele putînd fi tatonate în limite largi, în vederea obținerii unei iluminări adecvate. Desigur, în funcție de R2 (și de tipul becului) se va alege capacitatea optimă a condensatorului C (orientativ între 0,1 µF și 1 µF). Acest condensator va avea tensiunea nominală de lucru de cel puțin 350—400 V.

Pe parcursul experimentării se interzice atingerea cu mîna a pieselor din montaj, atît timp cît acesta este racordat la rețea, existînd pericolul de electrocutare.

SONERIE TEMPORIZATĂ





Amatorilor care, din diverse motive, nu s-au decis încă să înlocuiască la ușa de intrare în casă/apartament clasica sonerie electromagnetică prin alte avertizoare sonore mai sofisticate și mai atrăgătoare (dar nu neapărat mai eficiente și mai fiabile), le reamintesc alăturat o modificare utilă. Este vorba despre un circuit simplu care se poate atașa la instalația existentă și care permite **acționarea soneriei cu automenținere** pe o durată prestabilită, de ordinul secundelor sau al zecilor de secunde, prin apăsarea scurtă a butonului aferent (buton obișnuit de sonerie, cu revenire).

Soluția din figura 1 — pe care am propus-o în nr. 3/1981 al revistei, experimentînd-o la vremea aceea cu tiristor — rămîne, desigur, valabilă, dar ea prezintă neajunsul alimentării cu tensiune continuă. Pentru a o „implementa" în aplicația de față ar fi, deci, necesar să redresăm în prealabil tensiunea alternativă dată de secundarul transformatorului de sonerie.

O variantă mai convenabilă mi se pare însă cea din figura 2, unde tiristorul a fost înlocuit printr-un triac, permițînd astfel soneriei să funcționeze normal, adică alimentată în tensiune alternativă.

Comanda de poartă (G) a triacului se face prin intermediul aceluiași circuit de temporizare-amplificare (C1, R1+P, T, R2), a cărui tensiune (obligatoriu) continuă de alimentare se obține cu ajutorul celulei suplimentare D—C2. Prin acest aranjament, nici redresarea (D), nici filtrarea (C2) nu afectează circuitul principal de sarcină. Constructorul începător ar putea fi eventual surprins de inversarea — aparent nejustificată — a polarității continue de comandă, implicit a tipului de structură pentru tranzistorul T. Această măsură nu este, într-adevăr, obligatorie, știut fiind faptul că triacul poate fi amorsat atît cu tensiunea pozitivă, cît și cu tensiunea negativă poartă-catod. Opțiunea este însă binevenită, căci — de asemenea, se știe — multe dintre modelele uzuale de triace au funcționarea neagarantată în cadranul IV (vezi „Tehnium" nr. 7/1991) sau, oricum, sînt mai puțin „sensibile" acolo.

Schema este atît de simplă încît nu cred să ridice probleme nici chiar începătorilor. Intervalul de temporizare dorit se stabilește prin alegerea valorii lui C1, a rezistenței de limitare R1 și a potențiometrului P. Este preferabil să se selecționeze un exemplar de tranzistor (npn, siliciu, mică sau medie putere) cu factor mare de amplificare, pentru a nu folosi un condensator C1 de valoare exagerată. Un cuvînt important îl are de spus și sensibilitatea triacului, în funcție de care se tatonează valoarea rezistenței de limitare R2.

Cu piesele indicate în schemă se pot obține ușor temporizări de ordinul zecilor de secunde.

În fine, o ultimă observație privitoare la tipul soneriei S: spre deosebire de varianta cu tiristor (fig. 1), care impunea o sonerie „clasică", adică din acelea cu autoîntrerupere periodică a circuitului lor de alimentare (pentru a permite blocarea tiristorului), soluția cu triac și alimentarea alternativă nu mai impune această restricție.

Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

EXPERIMENT

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Cea de a doua variantă sugerată la începutul articolului (vezi figura 3, din nr. 2/1992) apelează la două tiristoare de același tip, montate în opoziție sau în „antiparalel". Cu experiența dobîndită — chiar și numai din această scurtă prezentare — amatorului nu îi este deloc greu să imagineze sau chiar să realizeze cu bune rezultate cîte un circuit de comandă a porții pentru fiecare tiristor în parte (de pildă, de tipul cu defazare sau întîrziere, cu celule R, P, C și diode de interzicere a alternanțelor nedorite). El ar obține astfel un variator funcțional, capabil să furnizeze rezistenței de sarcină Rs ambele semialternanțe ale rețelei, fără redresarea prealabilă a tensiunii, cu plaje suficient de largi de reglaj.

Dezavantajul principal al unei astfel de abordări l-ar constitui existența a două elemente de reglaj, mai precis a două potențiometre. Mai există și alte neajunsuri, dar nu le menționez aici pentru că, oricum, nu vă propun această soluție. Pentru simplul motiv că se cunosc numeroase variante de **comandă simultană** a celor două tiristoare printr-un circuit echipat cu potențiometru unic.

Un astfel de exemplu este amintit în figura 16, care poate stîrni chiar bănuială prin simplitatea sa. O primă observație — pe care cu frică am făcut-o și eu la vederea schemei — se referă la absența diodelor de separație (interzicere) în circuitele de poartă ale celor două tiristoare. Se lucrează, totuși, cu tensiune alternativă, iar noi știm bine cît de „pretențioase" sînt tiristoarele în ceea ce privește interzicerea polarizării inverse pe poartă. Dacă analizăm mai atent problema, constatăm însă că nu se impune categoric o

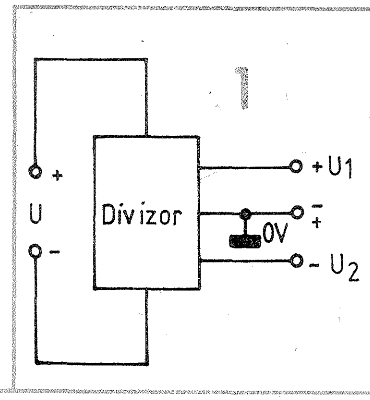
SURSĂ DUBLĂ

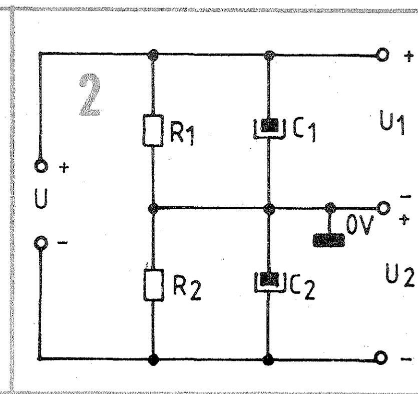
Pentru alimentarea unor montaje ce necesită două tensiuni, U1 şi U2, egale sau diferite în valoare absolută, dar de polarităţi opuse faţă de un punct comun (de „masă"), se apelează adeseori la divizarea unei surse unice, avînd, bineînţeles, tensiunea U cel puţin egală cu suma U1+U2 (fig. 1).

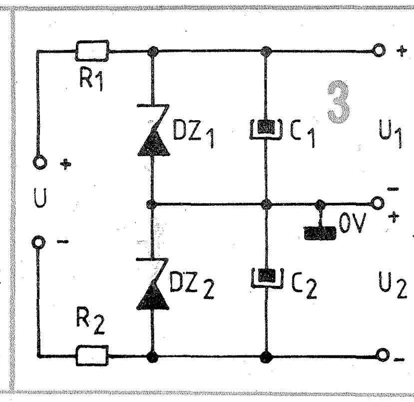
Atunci cînd tensiunea U de plecare este deja stabilizată (sau cînd variaţiile ei scontate nu ridică probleme), sarcina divizării poate fi extrem de simplă, mai ales dacă avem de-a face cu consumuri reduse de curent în cele două „ramuri", U1 şi U2. De pildă, pentru curenţi de ordinul miliamperilor se pot folosi divizoarele foarte simple amintite în figurile 2, 3 şi 4, pe care le şi întîlnim de altfel frecvent în blocurile de alimentare ale unor montaje cu A.O.

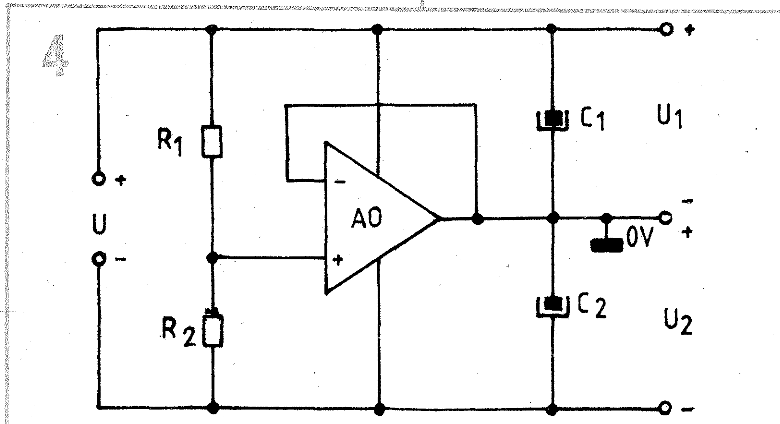
Interesantă este îndeosebi soluţia din figura 4, care foloseşte un amplificator operaţional uzual pe post de repetor de tensiune. Din divizorul rezistiv R1, R2 se stabileşte arbitrar un potenţial median de referinţă, care, aplicat intrării neinversoare a A.O., este „repetat" la ieşire în condiţii de putere sporită.

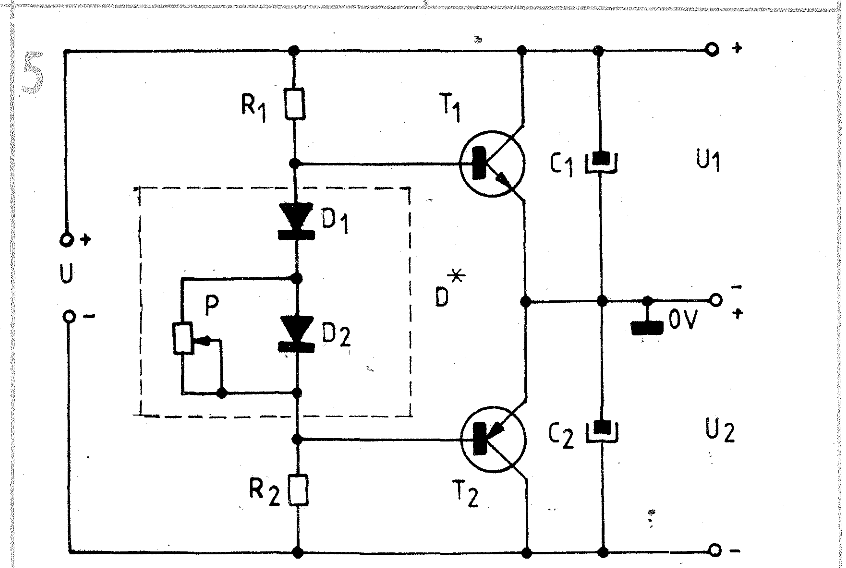
Ideea aceasta poate fi uşor extinsă la plaje şi mai mari de curent. De exemplu, putem adăuga după repetorul cu A.O. un etaj final repetor simetric (cu tranzistoare complementare pnp şi npn) de medie putere. La fel de bine am putea folosi în locul operaţionalului uzual un circuit integrat amplificator A.F., realizat tot în „configuraţie" de operaţional, dar cu un curent maxim de ieşire semnificativ mai mare (ca, de pildă, un TDA2030). În fine, putem renunţa la avantajele oferite de configuraţia operaţionalului, reţinînd doar ideea de „repetare", pe care o putem materializa prin intermediul

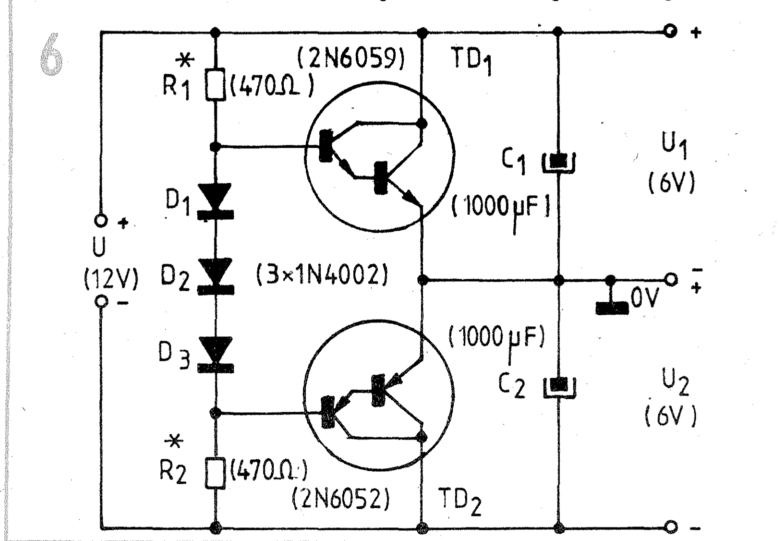












unui etaj final simetric, cu două tranzistoare complementare (fig. 5) sau, mai bine, cu două circuite Darlington complementare, ca în fig. 6.

Exemplul propus, cu valorile din paranteze, a fost experimentat pentru tensiunea iniţială U de cca 12 V, eventual furnizată de un acumulator auto. Cu perechea indicată de „darlingtoane" (TD1—npn, TD2—pnp) am realizat o sursă diferenţială de cca ±6 V, capabilă să suporte pe ambele „ramuri", separat sau simultan, curenţi de pînă la 1—1,5 A, fără deteriorarea semnificativă a simetriei. Desigur, circuitele TD1 şi TD2 trebuie să fie montate pe radiatoare termice adecvate, căci la asemenea curenţi, chiar cu o cădere de tensiune de numai 6 V, puterea disipată nu este deloc neglijabilă.

Împerecherea prealabilă, după factorul beta, a unor astfel de dispozitive (care sînt şi cu structuri opuse) nu stă întotdeauna la îndemîna amatorului, aşa că atenţia va trebui concentrată asupra grupului de polarizare R1, D1, D2, D3, R2. Acesta dictează practic valoarea curentului „în gol", simetria celor două tensiuni U1 şi U2, ca şi gradul maxim de conducţie pentru fiecare dublet în parte. Este foarte posibil ca, din cauza factorilor beta pronunţat diferiţi, să fie necesare (optime) rezistenţe R1 şi R2 sensibil inegale, mergînd chiar pînă la ordine de mărime diferite.

De aceea, montajul se va experimenta cu precauţie (şi răbdare), plecînd iniţial de la valori mai mari pentru R1 şi R2, de exemplu 1—1,5 kΩ, care se vor reduce treptat, individual, urmărindu-se simultan:

— curentul absorbit de „divizor" în gol, care poate fi de ordinul a 20—30 mA;

— simetria tensiunilor U1 şi U2 în gol şi în sarcina maximă preconizată;

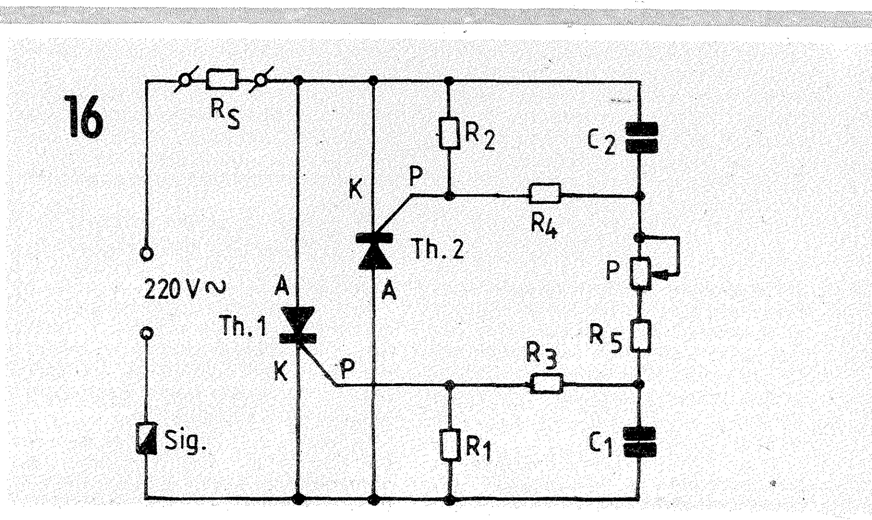
— încălzirea circuitelor Darlington.

---

interzicere a polarizării inverse, ci doar o limitare a acesteia la valori nepericuloase, luînd ca bază de referinţă datele de catalog.

De pildă, pentru tiristoarele din familia KY202 se precizează în fişa tehnică o valoare maximă admisibilă a curentului „invers" poartă-catod de 10 mA. Totodată, se mai menţionează acolo obligativitatea şuntării circuitului poartă-catod (în astfel de situaţii) printr-o rezistenţă de 51 Ω. Este vorba, în cazul nostru, despre rezistenţele R1 şi R2, ce se vor lua de cca 51—56 Ω/2 W fiecare.

Limitarea curentului „invers" de poartă — ca şi a celui direct, fireşte — este asigurată aici prin alegerea adecvată a valorii (comune) pentru cele două condensatoare, C1 şi C2, precum şi a rezistenţei R5. Analizarea modului de funcţionare este destul de complexă (şi o propunem, ca exerciţiu, celor pasionaţi). Important este că montajul poate funcţiona bine şi fără obişnuitele diode de „interzicere" în serie cu cele două circuite de poartă. Personal am experimentat acest variator cu următoarele piese: tiristoare KY202H (K); consumatorul RS menţionat în introducere; R1 = R2 = 51 Ω/2 W; R3 = R4 100—200 Ω/3 W; C1 **C2** = 0,33—0,47 µF/400 V; R5 = 5,1—6,8 kΩ/3 W; P = 10 kΩ, bobinat.



CIRCUITE DE REGLAJ AUTOMAT AL AMPLIFICĂRII PENTRU RECEPTOARE

ing. VASILE CIOBĂNIȚA, YO3APG

Reglajul automat al amplificării (RAA, AGC sau CAG) din receptoarele radio menține nivelul de ieșire constant, cînd semnalele de intrare își modifică (datorită fadingului sau cînd se trece de la o stație la alta) intensitatea în anumite limite.

De obicei, componenta de curent continuu rezultată după detecție, care este proporțională cu mărimea semnalului purtător, se aplică etajelor amplificatoare de radiofrecvență și frecvență intermediară, modificîndu-le amplificarea.

În circuitul de RAA se introduc filtre RC, care elimină componentele de JF de la ieșirea detectorului și asigură anumite constante de timp.

Tensiunea de RAA obținută trebuie să aibă o asemenea variație, încît să detemine o creștere a amplificării în cazul recepționării de semnale slabe și, respectiv, o scădere a amplificării, în cazul semnalelor puternice. Reglajul va fi cu atît mai eficient cu cît numărul de etaje controlate este mai mare. Eficacitatea sistemului de RAA se apreciază fie prin curbe de reglaj, fie prin factorul de reglaj, care arată de cîte ori variază raportul tensiunilor maxime și minime de la ieșirea demodulatorului față de raportul corespunzător al tensiunilor de intrare în receptor. La receptoarele radioamatorilor sînt controlate cel puțin două etaje.

Există diverse posibilități de realizare practică a RAA, evident fiecare cu avantajele și dezavantajele sale. Important este ca timpul de răspuns al sistemului de reglaj automat („attack time") să fie cît mai redus, altfel apar clicsuri și distorsiuni, îndeosebi la recepția semnalelor cu variație rapidă, cum sînt, de exemplu, semnalele telegrafice.

În receptoarele pentru radioamatori, tensiunea de RAA se obține redresînd separat tensiunea de radiofrecvență, preluată din ultimul etaj de frecvență intermediară, sau semnalele de JF din etajele audio. Dacă se utilizează ultima metodă, în bucla de reglaj se vor introduce și filtre active audio.

Aceste metode permit obținerea unor tensiuni mari de reglaj și a unor constante de timp bine determinate. Astfel, pentru lucrul în SSB și CW, timpul de menținere a tensiunii de reglaj automat, după încetarea cauzei care i-a determinat așa-numitul „decay time", trebuie să fie de aproximativ o secundă. Cînd receptorul are mai multe moduri de lucru, prin comutarea unor componente RC se pot alege valori diferite pentru constantele de timp ale sistemului RAA.

Tensiunile de RAA fiind proporționale cu amplitudinea semnalelor recepționate, pot servi și pentru comanda unor indicatoare de nivel, denumite în practica radioamatorilor S-metre.

De asemenea, se pot utiliza și potențiometre pentru alegerea nivelurilor de la care intră în funcțiune sistemul RAA.

Mulți constructori consideră că un sistem RAA trebuie să intre în funcțiune cînd nivelul semnalului de intrare depășește 0,25—1 μV, dar este evident că aceste valori depind de sensibilitatea receptorului.

În figura 1 se prezintă un procedeu de obținere a unei tensiuni de RAA cuprinsă între 2 și 9 V, cu polaritate pozitivă față de masă, amplificînd și redresînd semnalele de JF din lanțul audio al receptorului. Tensiunea continuă rezultată prin redresare (detecție) este apoi amplificată cu o pereche de tranzistoare (npn și pnp).

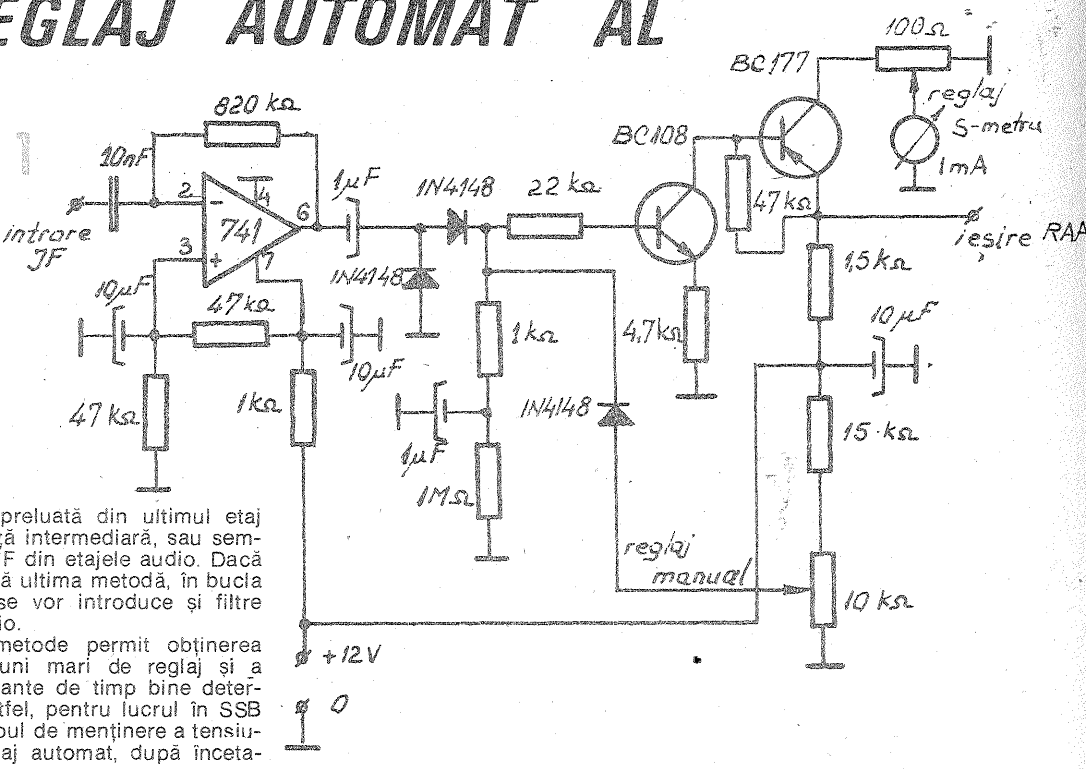
În circuitul de colector al celui de al doilea tranzistor este introdus și S-metrul. Potențiometrul R1 reglează manual tensiunea de RAA, deci amplificarea receptorului, iar dioda D1 separă regimul „manual" de cel „automat".

În figura 2 se prezintă un montaj cu funcționare asemănătoare, dar semnalele folosite sînt preluate din ultimul etaj de frecvență intermediară. După detecția cu dublare de tensiune, urmează un repetor pe sursă și un circuit operațional ce amplifică tensiunea continuă rezultată, urmat și de un S-metru.

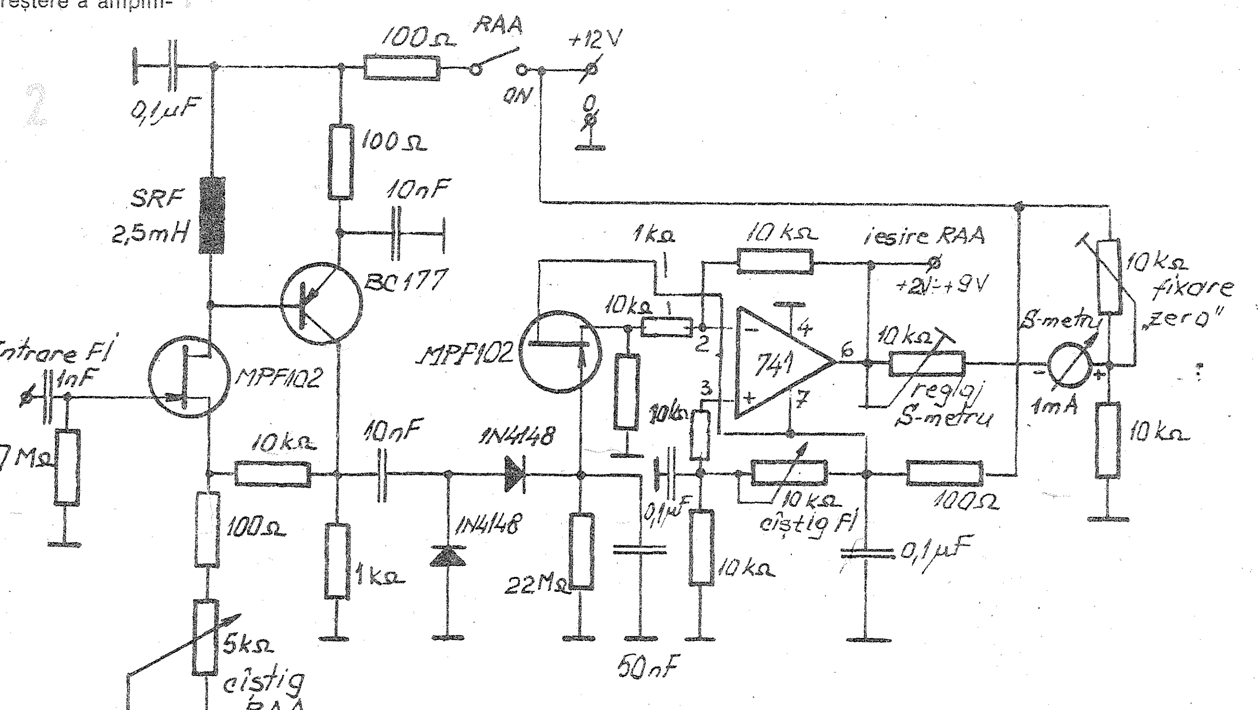
Ambele circuite se alimentează la 12 V și au fost propuse în revista QST de W1FB. Au fost experimentate și folosite cu succes în receptoare care conțin în etajele FI circuite integrate de tip 3028 sau 3054.

Desigur că receptoarele pot lucra și fără reglaj automat al amplificării. Așa se procedează uneori în concursuri, dar traficul devine obositor. S-metrele utilizate pentru a face aprecieri asupra intensității semnalelor dau indicații relative. Ele sînt utile cînd corespondenții fac teste cu diferite antene, sisteme de adaptare sau etaje de putere. Două receptoare ce ascultă aceeași stație nu arată totdeauna aceeași valoare S. La fel cum aceleași valori ale semnalelor de intrare pot arăta grade S diferite pe diferite benzi de amatori. Astfel o indicație S 9 pe o bandă poate deveni ușor S 8 sau S 9 + 10 dB pe alte benzi, din cauza amplificării diferite a receptorului în subgamele respective. Pentru a evita acest lucru, s-a stabilit încă din 1940, ca indicația S 9 să corespundă în US unui semnal de intrare de 50 μV, iar fiecare grad S să fie egal cu 6 dB. Pentru semnale puternice, mai mari de 50 μV, scala S-metrului se va grada în dB. Despre aceasta au apărut numeroase articole în revistă.

1

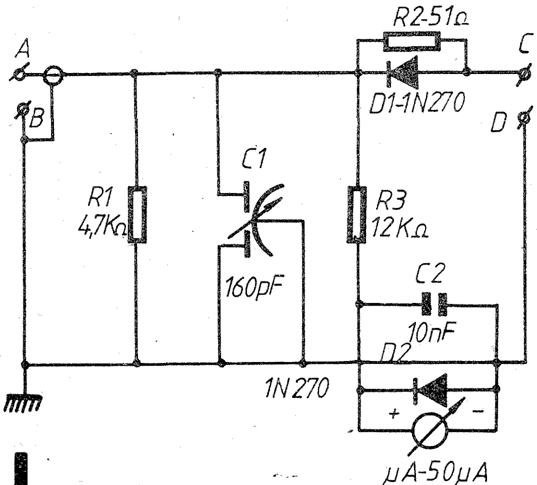


2



IMPEDANȚMETRU DE RADIOFRECVENȚĂ

Ing. LIVIU MACOVEANU, Y03RD



Impedanțmetrul este un aparat de măsurat foarte util, în special pentru punerea la punct a antenelor de emisie. Cu ajutorul acestui aparat am reușit să reglez antena mea Trident, pentru benzile de 28, 21 și 14 MHz, care a fost descrisă în unul din numerele din 1988 ale revistei, realizînd un raport între unda directă și cea reflectată de 1/1 pentru 28 MHz și 1/1,3 pentru 21 și 14 MHz.

Schema aparatului este prezentată în figura alăturată, fiind foarte simplă, după cum se remarcă. Singurele elemente de circuit mai importante le constituie condensatorul variabil diferențial cu dielectric aer, C1 și microampermetrul µA, care însă, din păcate, se găsesc mai greu la noi în țară, în special condensatorul variabil. El însă poate fi realizat în regim propriu, folosind două condensatoare variabile cu aer, cu lamele rotoare semicirculare. Se vor demonta cele două statoare și rotorul de la unul dintre condensatoare, împreună cu lagărul său, montîndu-se toate pe o placă din material izolant (sticlotextolit, plexiglas etc., cu grosime de 5 mm); în modul următor: se montează mai întîi rotorul cu lagărul său, după care cele două statoare, încît ele să fie dispuse de o parte și de alta a rotorului, astfel ca atunci cînd lamele rotorului sînt total introduse în unul din statoare, celălalt (opus) să fie total liber. Fiecare grup stator-rotor trebuie să aibă capacitatea 150—160 pF. Ca microampermetru, ce servește numai ca instrument indicator de minim, se poate folosi eventual un instrument de tipul celor utilizate la magnetofoane sau casetofoane care au o sensibilitate de 40—50 µA.

Diodele 1N270 pot fi înlocuite cu orice alte diode de radiofrecvență, de exemplu EFD108 etc.

Bornele A—B și C—D sînt, de fapt, niște conectoare mamă pentru cabluri coaxiale de 52 Ω sau 75 Ω, cum ar fi, de pildă, tipul SO—239, pentru cabluri cu impedanța de 52 Ω. Bornele C—D pot fi și niște simple bucșe pentru antenele cu impedanțe mari, de 300 Ω, care folosesc cabluri de coborîre tip panglică sau pentru antenele cu coborîre monofilară ce au o impedanță de 500 Ω. Trebuie precizat că acest aparat poate măsura impedanțe cuprinse între 30 Ω și cca 600 Ω.

Etalonarea aparatului se realizează astfel: la bornele A—B se atașează în exteriorul aparatului, la un conector coaxial tată, o mică bobină cu 2—3 spire, cu diametrul de cca 30 mm, folosind sîrmă cupru-email cu diametrul de 2 mm, spirele fiind distanțate între ele la aproximativ 5 mm. În această bobină, în interiorul ei, se va introduce bobina unui undametru dinamic etalonat sau bobina unui mic generator de radiofrecvență, etalonat de asemenea, cu o putere utilă mică, sub 1 W, capabil să funcționeze pe toate benzile de radioamatori, între 28 MHz și 1,75 MHz.

La bornele C—D, tot prin intermediul unui conector coaxial tată adecvat, se vor atașa, pe rînd, diverse rezistoare neinductive (de volum sau cu peliculă metalică, românești, cu o precizie de minimum 5%), ale căror valori sînt cele uzuale, în cazul impedanțelor curente ale diverselor antene, de exemplu 50, 75, 300 și 500 Ω. Aceste rezistoare vor fi de cca 0,5 W.

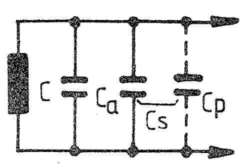
Se acționează rotorul condensatorului C1 astfel încît microampermetrul să indice valoarea zero, sau oricum, un minimum minimorum. Aceste reglaje se execută în condițiile în care undametrul dinamic sau generatorul de radiofrecvență sînt în funcționare și cuplate cu bobina de la bornele A—B, fiind acordate pe una dintre benzile de radioamatori, de exemplu aceea de 14 MHz, iar la bornele C—D fiind conectat un rezistor, de pildă de 50 Ω.

O dată obținută valoarea minimă pe microampermetru, se va marca pe scala condensatorului C1 (un disc de carton alb, montat sub butonul cu săgeată al condensatorului C1, fiind lipit pe panoul frontal al aparatului) un semn corespunzînd impedanței pentru rezistorul folosit. Se va proceda la fel și pentru celelalte benzi de radioamatori și diverse alte rezistoare. Se vor obține deci mai multe puncte de marcare pe scala condensatorului C1, în funcție de valorile rezistoarelor folosite. Aceste marcaje reprezintă diverse impedanțe și, ca valoare, ele rămîn aceleași pentru toate benzile. Măsurarea impedanței antenei, la capătul inferior al cablului coaxial, al panglicii etc., se face conectîndu-le pe acestea la bornele C—D printr-un conector coaxial tată.

Se reglează frecvența undametrului dinamic sau a generatorului de radiofrecvență aproximativ pe mijlocul benzii pe care urmează a funcționa antena respectivă și se acționează butonul condensatorului C1. Dacă antena este bine dimensionată, de exemplu, avînd impedanța de 50—52 Ω, microampermetrul va trebui să arate zero, sau un minimum. Dacă nu se întîmplă așa, atunci se va modifica frecvența undametrului dinamic sau a generatorului de radiofrecvență, mai sus sau mai jos, pînă cînd microampermetrul va indica zero, sau un minimum, situație în care însă condensatorul C1 va trebui să fie reglat din nou, el indicînd aceeași impedanță, dar pe altă frecvență decît ar fi trebuit să o aibă antena. Astfel se poate cunoaște și dacă antena rezonează pe frecvența pentru care a fost calculată sau nu.

Dacă așa se prezintă antena, rezultă că aceasta nu funcționează corect, trebuind luate anumite măsuri. De exemplu, la antena Trident, dacă frecvența de rezonanță este corectă, reglarea optimă a impedanței se realizează prin înclinarea mai mult sau mai puțin a contragreutăților sale.

În final, trebuie menționat că impedanțmetrul trebuie bine ecranat, întregul montaj fiind instalat într-o cutie metalică din tablă de aluminiu sau alamă.



CALCULUL CIRCUITELOR DE RADIOFRECVENȚĂ

Ing. CRISTIAN APOSTOL

În acest material se va prezenta o metodă deosebit de simplă, rapidă și eficace pentru calculul circuitelor de radiofrecvență.

Se va începe acest calcul prin stabilirea benzii de frecvențe pe care ne-am propus să o recepționăm, deci implicit prin stabilirea frecvențelor minimă și, respectiv, maximă (fmin și fmax).

Factorul de acoperire a gamei de unde este:

$$K_a = \frac{f_{max}}{f_{min}} \qquad (1)$$

În calculele ce vor urma, atît fmax cît și fmin sînt exprimate în megahertzi.

Inductanța circuitului în µH este:

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 (K_a^2 - 1)}{(C_{max} - C_{min})\, f_{max}^2} \qquad (2)$$

în care Cmax și Cmin reprezintă capacitatea maximă, respectiv minimă ale condensatorului de acord, exprimate în pF.

Capacitatea necesară în pF este:

$$Cs = \frac{C_{max} - K_a^2\, C_{min}}{K_a^2 - 1} \qquad (3)$$

Capacitatea parazită a circuitului de intrare (vezi figura), exprimată de asemenea în pF, este:

$$C_p = C_b + C_m + C_i \qquad (4)$$

în care:

Cb reprezintă capacitatea bobinei (de la 3 la 25 pF);

Cm reprezintă capacitatea montajului (5 ÷ 20 pF);

Ci reprezintă capacitatea de intrare a primului tranzistor din amplificatorul de bandă (din tabele).

Capacitatea condensatorului de ajustare este:

$$C_a = C_s - C_p \text{ (în pF)} \qquad (5)$$

Această valoare trebuie să fie pozitivă și de cel puțin 5—15 pF, pentru ca la reglarea circuitului să avem posibilitatea de a corecta eroarea de aproximare a lui Cp.

Factorul de calitate al diferitelor circuite din radioreceptoarele superheterodină în banda 150 ÷ 415 kHz nu trebuie să depășească valoarea $Q = \frac{130}{F_{sup}}$ (în cazul unui singur circuit), sau valoarea $Q = \frac{75}{F_{sup}}$ (în cazul a două circuite acordate). Aici F_{sup} reprezintă frecvența limită superioară a benzii de trecere (pentru clasa I, F_{sup} = 6,5 kHz, pentru clasa II, F_{sup} = 4 kHz, pentru clasa III, F_{sup} = 3,5 kHz, pentru clasa IV, F_{sup} = 3 kHz).

Deoarece după montare factorul de calitate al circuitului acordat scade cu 20—25%, factorul de calitate propriu al bobinei trebuie să depășească cu 20—25% valorile indicate.

Circuitele acordate pentru gamele de unde scurte ale radioreceptoarelor superheterodină, precum și circuitele oricărora dintre gamele receptoarelor cu amplificare directă (cu reacție) trebuie să aibă un factor de calitate pe cît posibil mai mare.

Aplicație. Vom considera banda 150 ÷ 450 kHz, precum și capacitatea condensatorului de acord C_{max} = 500 pF și C_{min} = 10 pF.

Vom determina succesiv:

$$K_a = \frac{0{,}450}{0{,}15} = 3; \quad L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 \cdot (3^2 - 1)}{(500 - 10) \cdot 0{,}45^2} = $$

$$= 2\,040\ \mu H;$$

$$C_s = \frac{500 - 3^2 \cdot 10}{3^2 - 1} = 51{,}25\ pF.$$

Pentru circuitul de intrare, înaintea unui tranzistor de tip BF215 avem:

C_p = 25 + 10 + 5 = 40 pF

C_a = 51,25 − 40 = 11,25 pF

Pentru un radioreceptor de clasa I, cu două circuite de radiofrecvență acordate, factorul de calitate este:

$$Q \leq \frac{75}{6{,}5} \simeq 12.$$

În tabel sînt sintetizate aceste calcule pentru cîteva din benzile de frecvență cele mai utilizate pentru recepție. Pe baza lui se pot trage cîteva concluzii utile pentru practică: în cazul în care se alege o bandă de frecvență destul de îngustă, se observă că se obțin valori pentru Ca destul de mari. Acest lucru este destul de dezavantajos, deoarece în practică nu mai putem apela la trimere ce au capacitate reglabilă. Singura soluție este sortarea acestor valori cu deosebită grijă și alegerea unor condensatoare fixe a căror valoare să fie cît mai apropiată de cea obținută pe cale analitică.

Este recomandabil ca aceste condensatoare de ajustare să fie de tip polistiren, datorită stabilității foarte bune a valorii capacității acestora atît cu temperatura, cît și, mai ales, în timp.

De asemenea, alegerea unei benzi înguste determină obținerea pentru inductanțe a unor valori destul de mici, lucru ce determină construcția bobinelor cu deosebită atenție.

Rezultate foarte bune se obțin în schimb în banda de unde medii (UM) pentru care se obțin valori atît pentru capacitate, cît și pentru inductanță deosebit de accesibile radioamatorului.

Nr.	Gama	Banda (kHz)	λ (m)	L (µH)	C_a (pF)
1.	UL	150—255	1 176,5—2 000	1 500	209,25
2.	UM	525—1 600	187,5—571,4	167	16,65
3.	US1	5 900—9 300	32,2—50,9	0,9	280,1
4.	US2	11 500—18 500	16,2—26,1	0,4	258,58

MIXER AUDIO CU REVERBERATOR

AURELIAN LĂZĂROIU, ĂTĂLIN LĂZĂROIU

Introducere. În cele ce urmează prezentăm un mixer audio care, datorită facilităților sale, poate fi inclus în sistemele de sonorizare ale formațiilor vocal-instrumentale mici, ale discotecilor, ale cluburilor, ale taberelor etc.; de asemenea, mixerul este eficient în „studiourile" de înregistrare ale amatorilor.

În comparație cu mixerele publicate în diverse alte articole din diferite reviste, cititorul avizat va sesiza un anumit mod de abordare și concretizare a problemelor, precum și unele soluții originale și / sau interesante. Mai mult, mixerul este prevăzut cu o unitate de efecte sonore (reverb) care adaugă valențe suplimentare deosebite, specifice mixerelor profesionale. În construcția acestui mixer s-au folosit tranzistoare și circuite integrate care se comercializează în mod curent prin rețeaua magazinelor de specialitate.

Descriere generală. Pentru început vom prezenta și comenta schema-bloc a mixerului. După cum se vede în figura 1, mixerul are patru intrări distincte și o ieșire distribuită pe două căi. Intrările prezintă impedanțe și sensibilități specifice traductoarelor / surselor indicate. Ieșirea se face pe impedanță scăzută, la nivelul standard de 0 dBm (0,779 V/600 Ω).

Fiecăreia dintre cele patru intrări (al căror număr poate fi modificat în funcție de necesități) îi corespunde un canal, format dintr-un preamplificator și un corector de ton, urmat de un amplificator. Preamplificatorul are rolul de a asigura, printr-o adaptare optimă de impedanțe, transferul maxim al nivelului de la traductor / sursă și a-l amplifica pînă la o valoare prestabilită. Prin intermediul corectorului de ton se poate regla caracteristica de transfer în frecvență a canalului respectiv, modificînd artificial spectrul semnalelor aplicate la intrare, după criterii obiective și / sau subiective. Amplificatorul care urmează, compensează atenuarea introdusă de corector în așa fel încît la ieșirea fiecărui canal amplitudinea semnalului să fie de minimum 0,775 V.

Fiecare canal este prevăzut cu un potențiometru prin intermediul căruia se dozează corespunzător nivelurile individuale ce urmează a fi mixate. Ieșirile canalelor corespunzătoare microfonului universal, chitarei electrice și instrumentelor muzicale electronice (orgă sau diferite tipuri de sintetizoare) sînt mixate în sumatorul 1. Semnalul mixat, prezent la ieșirea acestui sumator, poate fi trecut printr-un feder sau talk-over. Acest bloc funcțional, care constă dintr-un amplificator controlat în tensiune, reglează nivelul global al celor trei surse în funcție de semnalul existent la ieșirea primului canal. Este o modalitate curentă de atenuare automată a fondului muzical atunci cînd se fac anunțuri sau comentarii, specifice activității de disk-jockey. Cînd această atenuare automată nu este necesară, comutatorul S se trece în poziția by-pass. În sumatorul 3 se mixează semnalele corespunzătoare celor patru canale, la care se adaugă și cele provenite de la unitatea de reverberație sau alte efecte sonore. Semnalul mixat în formă finală este aplicat, prin intermediul unui potențiometru de reglare a nivelului general (master), unui buffer. Acest ultim etaj realizează și distribuirea semnalului pe două căi; s-a optat pentru această variantă pentru evitarea eventualelor influențe între aparatele ce urmează a fi conectate la ieșirea mixerului.

Dacă se dorește realizarea unui mixer complet, constructorul va adăuga schemei-bloc din figura 1 un VU-metru și un egalizor. VU-metrul, analogic sau bar-graph, este util pentru urmărirea și menținerea nivelului de ieșire în limite normale de lucru, iar egalizorul permite compensarea unor neuniformități de frecvență ale spațiului în care se face audiția. Schemele unor asemenea aparate (VU-metru și egalizor) au fost publicate în mai multe numere ale revistei noastre, motiv pentru care nu am considerat necesară reluarea acestora. Dimpotrivă, dacă amatorul dorește să realizeze un mixer mai simplu și mai ieftin, poate renunța la blocurile de reverberație și feder.

Caracteristicile tehnice ale mixerului sînt dictate în special de parametrii preamplificatoarelor de sensibilitate ridicată; celelalte etaje, cu excepția unității de efecte sonore, în cazul funcționării corecte, nu degradează acești parametri.

Caracteristicile tehnice ale preamplificatoarelor de microfon sînt:

— amplificarea în tensiune: 5[illegible] dB;

— valoarea neponderată a raportului semnal/zgomot: — 69 dB... — 86 dB (ultima valoare corespunde variantei cu transformator de microfon, cu intrare balansată);

— coeficientul de distorsiune armonică: ≤ 0,1%;

— domeniul de frecvență: 20—50 000 Hz.

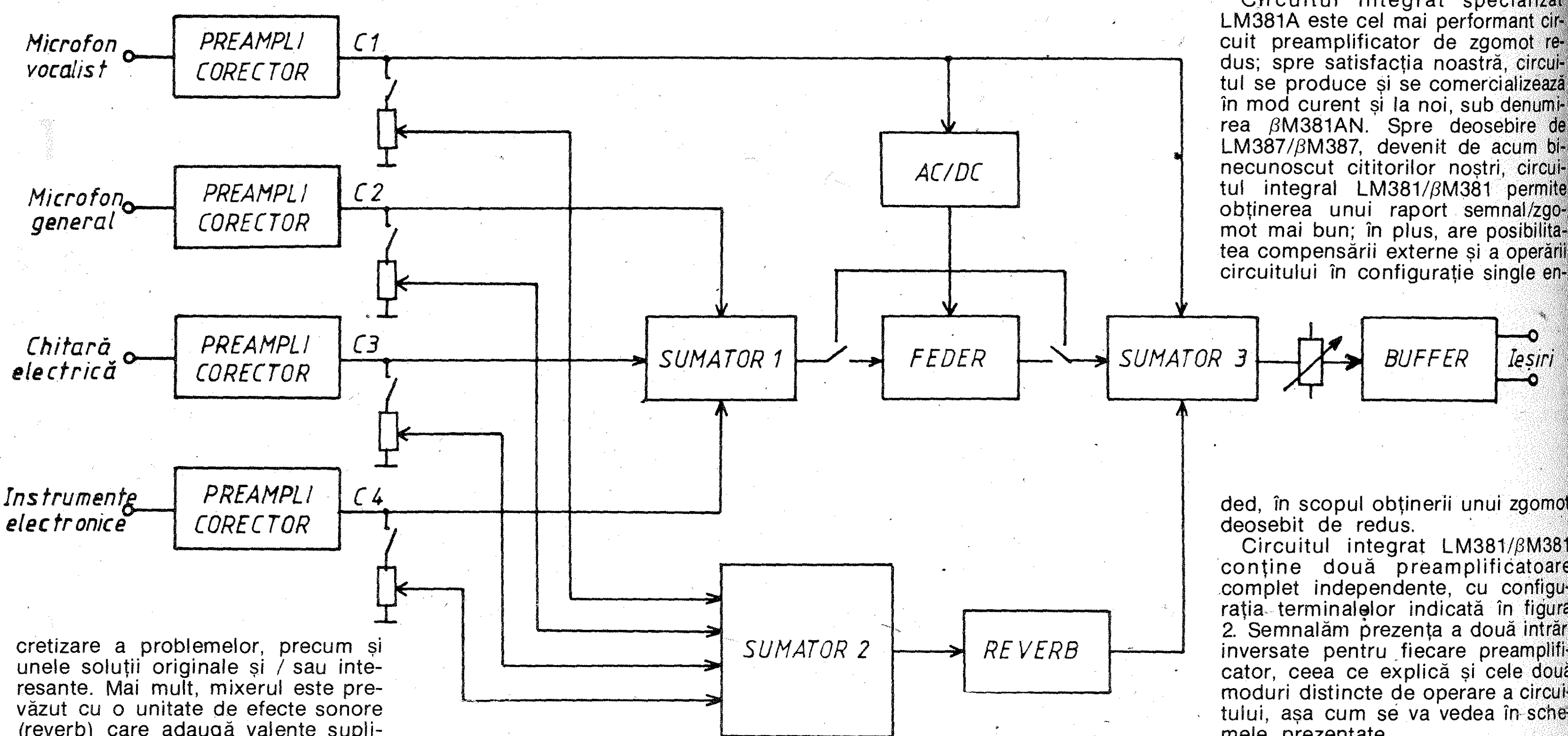
Realizare practică. Înainte de a trece la prezentarea schemelor, menționăm că în construcția blocurilor funcționale ale mixerului s-au folosit atît circuite integrate de tip LM381 (National Semiconductor), cît și tranzistoare de diferite tipuri, din seria BC. Deși sumatoarele (sau alte etaje) puteau fi realizate tot cu circuitele integrate mai sus menționate, am preferat folosirea tranzistoarelor din considerente economice.

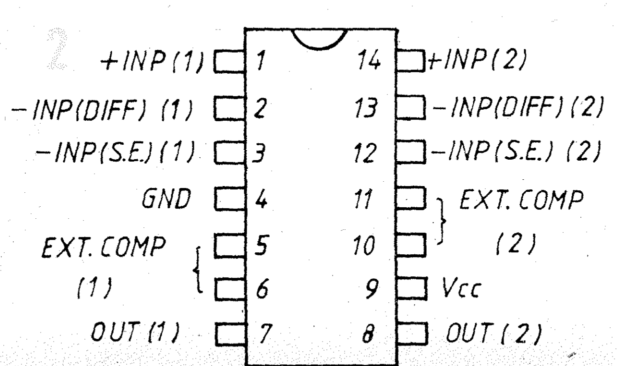
Circuitul integrat specializat LM381A este cel mai performant circuit preamplificator de zgomot redus; spre satisfacția noastră, circuitul se produce și se comercializează în mod curent și la noi, sub denumirea βM381AN. Spre deosebire de LM387/βM387, devenit de acum binecunoscut cititorilor noștri, circuitul integral LM381/βM381 permite obținerea unui raport semnal/zgomot mai bun; în plus, are posibilitatea compensării externe și a operării circuitului în configurație single ended, în scopul obținerii unui zgomot deosebit de redus.

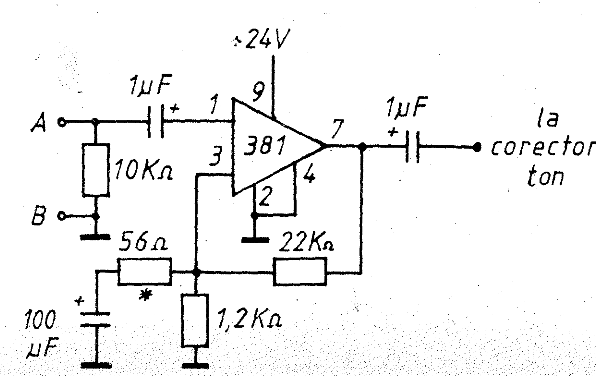
Circuitul integrat LM381/βM381 conține două preamplificatoare complet independente, cu configurația terminalelor indicată în figura 2. Semnalăm prezența a două intrări inversate pentru fiecare preamplificator, ceea ce explică și cele două moduri distincte de operare a circuitului, așa cum se va vedea în schemele prezentate.

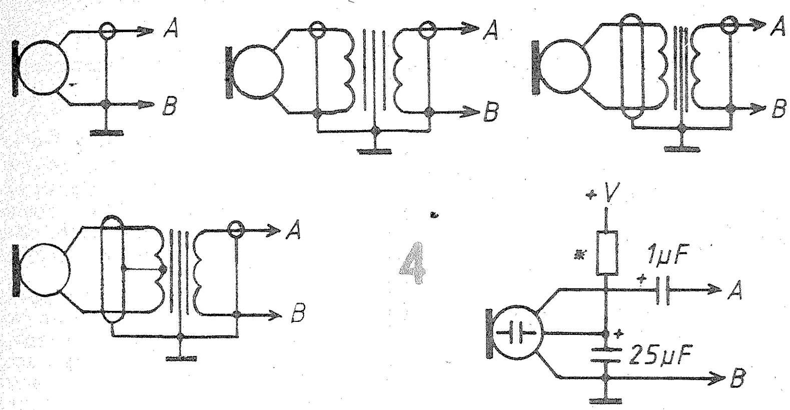
Primele două canale sînt rezervate microfoanelor cu impedanță nominală de 200 Ω (pînă la maximum 600 Ω). Fiecare canal este compus dintr-un preamplificator, realizat cu o secțiune a circuitului integrat 381, un corector de ton și un amplificator realizat cu cealaltă secțiune a lui 381. Schema preamplificatoarelor de microfon este prezentată în figura 3.

Cuplajul microfonului cu intrarea preamplificatorului se poate face direct (asimetric) sau prin transformator (asimetric, simetric, simetric balansat), așa cum se arată în figura 4. Cînd se folosește transformator de intrare, cîștigul preamplificatorului trebuie redus, pentru a păstra la ieșire nivelul 0 dBm. În acest scop, rezistența marcată cu asterisc va avea valoarea cuprinsă între 330 și 620 Ω, în funcție de raportul numărului de spire secundar/primar al transformatorului de intrare. Cuplajul direct asimetric este simplu și ieftin, dar poate fi folosit numai pentru lungimi ale cablului de microfon de maximum 3... 5 m. Pentru lungimi ce depășesc aceste valori, pentru a păstra un raport semnal/zgomot bun, este necesară folosirea transformatorului de intrare. Acest transformator are o construcție specială; de aceea se recomandă recuperarea unuia industrial, din instalații vechi (casate). În lipsă, amatorul poate încerca realizarea unui transformator de microfon pe tole de la transformatoarele miniatură, provenite de la radioreceptoarele tranzistorizate de tip mai





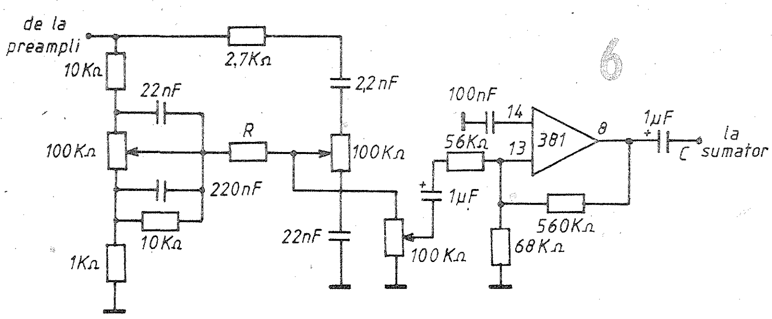




vechi. În acest scop se vor bobina pentru primar 250...300 de spire, iar pentru secundar 2 500...3 000 de spire, ambele cu conductor CuEm Ø 0,07 mm. Este absolut necesară ecranarea acestui transformator; dacă nu se poate recupera un ecran de permalloy de 1...2 mm grosime, se vor folosi două ecrane din tablă de 0,5...1,0 mm grosime, dintre care primul va fi de zinc, iar cel de-al doilea de fier.

Atunci cînd microfonul trebuie să fie de mici dimensiuni (este, uneori, cazul microfoanelor vocalist), pot fi folosite microfoane electret. Modul de conectare a unui asemenea microfon la preamplificatorul prezentat în figura 3 este indicat în figura 4.

Preamplificatorul de chitară are sensibilitatea adaptată la traductorul instrumentului cu care se lucrează. În general, cele mai multe traductoare generează o tensiune de 25...50 mV.



Schema preamplificatorului de chitară este prezentată în figura 5. Preamplificatorul pentru instrumente muzicale elctronice are o sensibilitate redusă; la intrarea lui se pot conecta ieșirile diferitelor tipuri de sintetizoare sau ale pick-up-urilor și magnetofoanelor. Schema preamplificatorului este identică cu cea din figura 5, cu precizarea că rezistența notată cu asterisc va avea valoarea cuprinsă între 100 kΩ și 220 kΩ. Toate cele patru preamplificatoare sînt urmate de corectoare de ton pasive, apoi de un amplificator care compensează atenuarea introdusă de corectoare, ca în figura 6. Deși configurația celor patru corectoare este identică, caracteristicile de corecție sînt diferite. Acest mod de abordare este adaptat la distribuția spectrală specifică semnalelor aplicate celor patru intrări. Corectorul asociat microfonului vocalist are punctul de inflexiune în frecvență situat cu o octavă mai jos față de frecvența standard; această deplasare se realizează pentru o valoare a rezistenței R egală cu aproximativ 12...15 kΩ. În acest fel se asigură, prin intermediul unui circuit foarte simplu, o accentuare progresivă a energiei formanților vocalici superiori, ajungînd la cca + 12 dB, la 3 kHz. La frecvențe joase, unde este situată fundamentala celor mai mulți vorbitori, accentuarea este de cca +6 dB. Acest mod de tratare a semnalelor vorbirii asigură inteligibilitatea mesajului și conferă prezență, penetranță și echilibru spectral, atribute specifice vocilor de performanță. Corectorul asociat canalului pentru chitară electrică își poate deplasa punctul de inflexiune cu o octavă mai sus sau cu o octavă jumătate mai jos față de frecvența standard. Deplasarea se va face prin intermediul unui potențiometru semireglabil de 25 kΩ, montat în locul rezistorului R, iar reglarea se face în funcție de tipul chitarei și al preferințelor. Celelalte corectoare de ton, corespunzătoare canalelor de microfon universal și de instrumente muzicale electronice, au răspuns în frecvență de tip standard, cu punctul de inflexiune situat la 1 kHz și cu o accentuare de maximum + 12 dB la frecvențele de 100 Hz și 10 KHz. La aceste două corectoare, valoarea rezistenței R este de 3,9...4,3 kΩ.

Precizăm că, față de configurația standard a corectorului de ton pasiv, cititorul va observa existența a două rezistențe suplimentare, care au rolul de a limita accentuarea excesivă a frecvențelor foarte joase și foarte înalte, în scopul evitării apariției unor fenomene neplăcute. Toate corectoarele de ton sînt atacate direct de ieșirea preamplificatoarelor corespunzătoare; acest lucru este posibil deoarece impedanța de ieșire a acestor preamplificatoare este relativ scăzută.

Corectoarele de ton sînt urmate de amplificatoare cu un cîștig de cca 20 dB, realizate cu cea de-a doua secțiune a circuitului integrat folosit în preamplificator; așa se explică faptul că în figurile 6 și 11, unde apare secțiunea a doua din C.I.381, acesta nu mai are indicate terminalele de alimentare, ele fiind figurate la prima secțiune. Între corectoarele de ton și amplificatoarele asociate sînt intercalate potențiometre pentru reglarea individuală a nivelului pe fiecare canal.

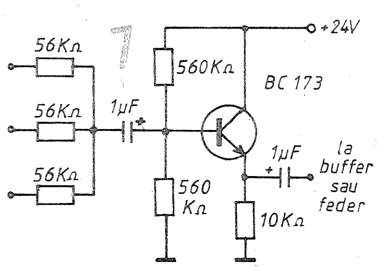
Sumatoarele 1 și 3 sînt realizate cu tranzistoare, conform schemei din figura 7. Sumatorul 2, prezentat în figura 8, este puțin mai deosebit, în sensul că, pe lîngă operația de sumare, permite și reglarea nivelului de reverberație, separat pe fiecare canal, prin potențiometrele P1...P4, precum și a profunzimii generale a reverberației, prin intermediul potențiometrului P5.

Federul este un atenuator controlat în tensiune. La apariția semnalului pe canalul microfonului vocalist, fondul muzical, constituit din semnalele mixate ale canalelor 2, 3 și 4, este atenuat cu o valoare cuprinsă între —6 dB și —20 dB, reglabilă prin potențiometrul P1. Schema completă a acestui bloc, constituit din convertorul c.a.—c.c. (cuplat între ieșirea canalului asociat microfonului vocalist și intrarea de control a atenuatorului) și atenuatorul propriu-zis, realizat dintr-un divizor controlat cu FET-ul J112 sau BF245, este prezentată în figura 9. Bufferul-distribuitor de ieșire este realizat cu tranzistoare, după schema din figura 10.

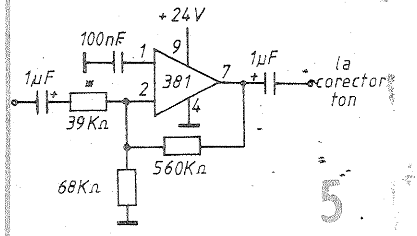
La intrarea acestui montaj este conectat potențiometrul de nivel general (master). În cazul în care este necesară o impedanță de ieșire foarte scăzută, de cca 50Ω, se poate folosi montajul din figura 11, stînga, mărind rezistențele din emitor la 33...56 Ω și reducînd amplificarea din tatonarea rezistorului notat cu asterisc.

Unul dintre cele mai importante blocuri funcționale este blocul de efecte sonore — reverberatorul —, despre a cărui folosire și mod de conectare ne vom ocupa în cele ce urmează. Prezența acestei unități conferă mixerului, pe lîngă capacitățile specifice, și o excelentă versatilitate în procesarea semnalelor audio, în scopul obținerii efectelor sonore. Conectarea unității de efecte în configurația generală a mixerului a fost în așa fel gîndită încît cu o singură asemenea unitate se asigură procesarea semnalelor prezente pe toate cele patru canale. Dacă s-ar fi folosit pentru fiecare canal o unitate de efecte, prețul mixerului ar fi crescut exagerat, dat fiind costul relativ ridicat al unei asemenea unități. Introducerea sau scoaterea unui canal în/din reverberator se face prin intermediul întrerupătoarelor înseriate cu potențiometrele P1...P4 (vezi figura 8). În acest fel se asigură revenirea precisă pe poziția selectată anterior pentru un efect optim.

Unitatea de efecte constă, în esență, dintr-o linie de întîrziere (delay-line), în funcție de al cărei



timp de întîrziere depinde efectul obținut. Așa de exemplu, pentru timpi de întîrziere de pînă la 40 ms se obțin efectele de flanger, vibrato, chorus; apoi, în ordine, reverberația, ecoul și multiecoul (acestea din urmă se obțin pentru timpi de întîrziere de 150...300 ms). Timpul de întîrziere depinde de tipul liniei de întîrziere, care poate fi electromecanică, electromagnetică sau electronică. Liniile electromecanice (resorturi sau spirale de reverberație) realizează întîrzieri inițiale de cca 40 ms și se folosesc pentru obținerea unei durate de reverberație de pînă la 2...2,5 s. Liniile electromagnetice (magnetofoane cu bandă în buclă) realizează, în general, întîrzieri de 75...300 ms, oferind posibilitatea obținerii reverberației, ecoului și multiecoului. Liniile electronice pot fi analogice (circuite integrate specializate BBD/CTD) sau digitale (DRAM). Liniile analogice realizează în mod curent întîrzieri de 20...30 ms, dar cu BBD/CTD de mare capacitate se poate ajunge la maximum 80...100 ms. Liniile digitale prezintă cele mai largi posibilități, realizînd întîrzieri de la cîteva milisecunde pînă la sute de milisecunde.

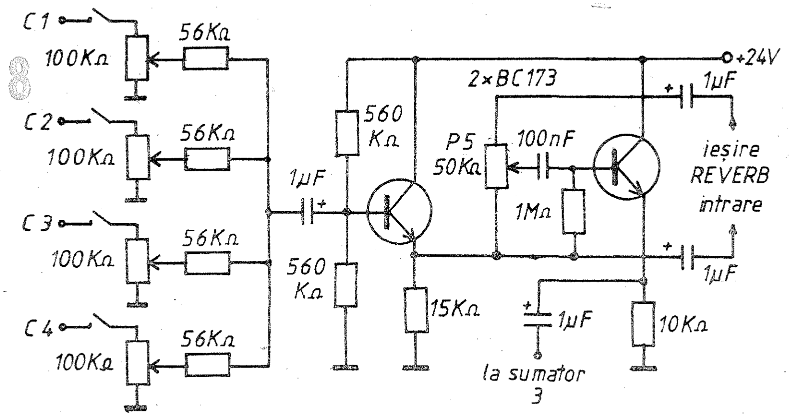


Aceste linii sînt însă greu accesibile, în primul rînd datorită prețului ridicat. Ele sînt produse de firme puține și specializate, ca de exemplu AKG, DYNACORD, KLARK, URSA MAJOR. Principalul bloc funcțional al acestor linii, care dictează și prețul acestora, este convertorul A/D și D/A, cu rezoluție de 14...16 biți. Pentru amatori poate fi luată în considerare și alternativa folosirii convertoarelor de tip MDA 1 bit. În acest caz, complexitatea și prețul scad semnificativ; din nefericire însă, se limitează banda de frecvență, scade raportul semnal/zgomot și cresc distorsiunile. Liniile de întîrziere cele mai accesibile se pot obține prin intermediul magnetofonului, cu condiția posibilității de lucru cu bandă în buclă și a existenței funcțiilor separate de redare/întîrziere. Sistemul prezintă însă dezavantaje legate de uzura mecanismului de antrenare, a capetelor, a buclei; în plus, sistemul are dimensiuni, greutate și consum mari.

În cele ce urmează vom insista asupra liniilor de întîrziere electromecanice și electronice analogice, deoarece principalele componente pentru realizarea acestora s-au comercializat prin rețeaua magazinelor de specialitate. Ne referim la resorturile de reverberație VERMONA și C.I. TDA 1022P-Philips. Despre liniile de întîrziere electronice am prezentat detalii și scheme de realizare în numerele 12/1990, 1/1991 și 5/1991 ale revistei noastre.

Un spațiu mai larg vom acorda reverberatoarelor electromecanice care, deși sînt folosite de foarte mult timp, nu au fost însă prezentate în revista noastră. Reverberatoarele electromecanice sînt de două tipuri: plăci și resorturi de reverberație. În practica amatorilor, plăcile de reverberație nu sînt folosite datorită dimensiunilor mari. Reverberatoarele cu resorturi au dimensiuni acceptabile (425x100x35 mm), comparabile cu ale celorlalte aparate dintr-un sistem de sonorizare. Reverberatorul se compune dintr-o cutie paralelipipedică prevăzută la capete cu două traductoare între care se află două resorturi (spirale, arcuri) torsionate/tensionate. Unuia dintre traductoare — excitatorului — i se aplică un curent de audiofrecvență care va pune în stare de vibrație resortul. Vibrația se va deplasa de la un capăt la altul al resortului în cîteva zeci de milisecunde. După întreruperea curentului de excitație, datorită proprietăților mecanice ale resortului, acesta va

(CONTINUARE ÎN PAG. 21)



AUTOMAT pentru expunere

Fiz. GH. BĂLUȚĂ

Utilitatea în laboratorul foto a unui automat pentru expunerea hîrtiei fotografice se demonstrează prin reducerea timpului și materialului necesar pentru probe.

Față de schemele descrise pînă acum în literatura de specialitate, montajul de față elimină neuniformitățile răspunsului traductorului (fotorezistenței) și neliniaritățile introduse de sistemul de conversie analog-digitală. Aceasta se realizează prin utilizarea unei memorii (EPROM) în care, aidoma unui tabel de calibrare, sînt înscrise valorile corecte ale timpului de expunere corespunzătoare fiecărui nivel de iluminare.

Cu montajul descris, procesul de expunere se desfășoară în felul următor:

1. Cu o „sondă" situată pe planșeta aparatului de mărit se măsoară „punctual" iluminarea în zona de interes a imaginii, la diafragma și raportul de mărire alese pentru executarea fotografiei. Aparatul indică numeric, pe un afișaj cu patru digiți cu LED-uri, timpul necesar pentru expunere, în secunde.

2. Prin acționarea unui comutator, se memorează valoarea timpului de expunere.

3. Se îndepărtează sonda și se pune hîrtia fotografică pe planșetă.

4. Prin apăsarea unui buton începe expunerea hîrtiei (se aprinde becul aparatului de mărit). Pe afișaj se poate urmări scurgerea timpului de expunere, de la valoarea memorată pînă la zero. După terminarea timpului, becul se stinge automat și pe afișaj revine valoarea memorată a timpului. O nouă copie a negativului se poate astfel efectua fără a fi necesară repetarea măsurătorii.

Față de valoarea normală a timpului, rezultată în urma calibrării aparatului cu o hîrtie foto și un proces de prelucrare normal, este posibilă o corecție cu un factor cuprins între x0,15 și x10. Aceasta se face prin accelerarea, respectiv reducerea ritmului „cronometrului" care efectuează expunerea, în limitele 60—1 Hz (față de 10 Hz, frecvența normală).

Menționăm posibilitatea pe care o are operatorul ca, prin măsurători în diferite zone ale imaginii, să aprecieze limitele (minimă și maximă) între care se situează timpii optimi de expunere, precum și raportul lor (contrastul imaginii). Astfel se poate alege un anumit sort de hîrtie fotografică.

În figura 1 este dată schema-bloc a aparatului, iar în figura 2 — ce sugerează un program de calcul — se prezintă diagrama explicativă a funcționării.

Remarcăm existența a trei oscilatoare, care funcționează permanent.

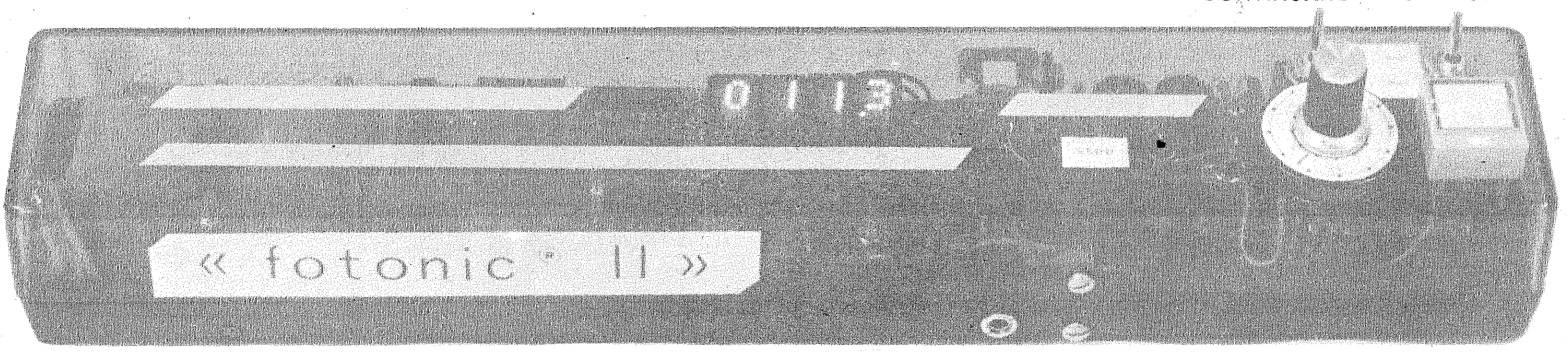
Oscilatorul 1 generează impulsuri cu frecvența de cca 2 Hz și factor de umplere de aproximativ 90%. El comandă reluarea periodică a ciclului de măsură a iluminării și de afișare a timpului de expunere. La începutul fiecărui impuls pozitiv, condensatorul C se încarcă prin fotorezistența FR, cu un curent proporțional cu iluminarea. După un timp T, tensiunea UC pe condensator atinge un prag (Uprag) la care triggerul-Schmitt de la intrarea inversorului 1 basculează și ieșirea porții &1 revine în zero. Deci lungimea T a pulsului pozitiv prezent la această ieșire este invers proporțională cu iluminarea fotorezistenței.

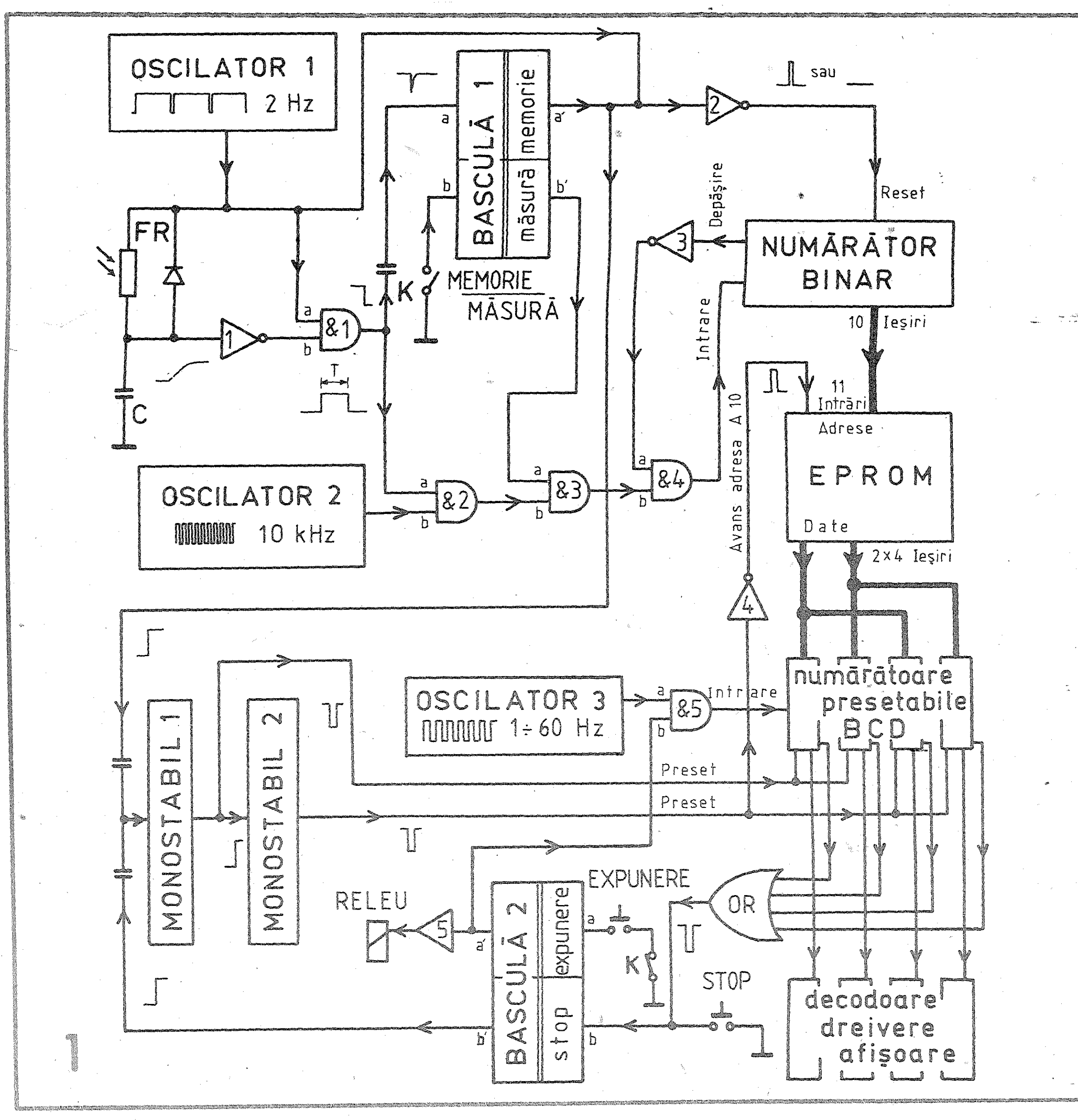
Pe toată durata T a acestui puls pozitiv (numit condiția A) și dacă se îndeplinesc simultan și alte două condiții (B și C), ale căror semnificații rezultă din diagramă, este permis accesul impulsurilor de 10 kHz generate de oscilatorul 2 spre numărătorul binar. La sfîrșitul ciclului de măsură (după scurgerea timpului T), numărătorul binar se găsește într-o stare N (0 ≤ N ≤ 1203). Corespunzător, la adresa N din EPROM sînt înscrise două cifre în sistem zecimal codificat binar (BCD), reprezentînd jumătate din cele patru cifre care semnifică timpul de expunere în secunde.

La terminarea pulsului de lungime T, prin bascula 1 se obține un impuls care declanșează monostabilul 1. Acesta generează, la rîndul său, un puls de cca 5 ms, care comandă presetarea a două numărătoare BCD cu cele două cifre înscrise în locația de memorie N.

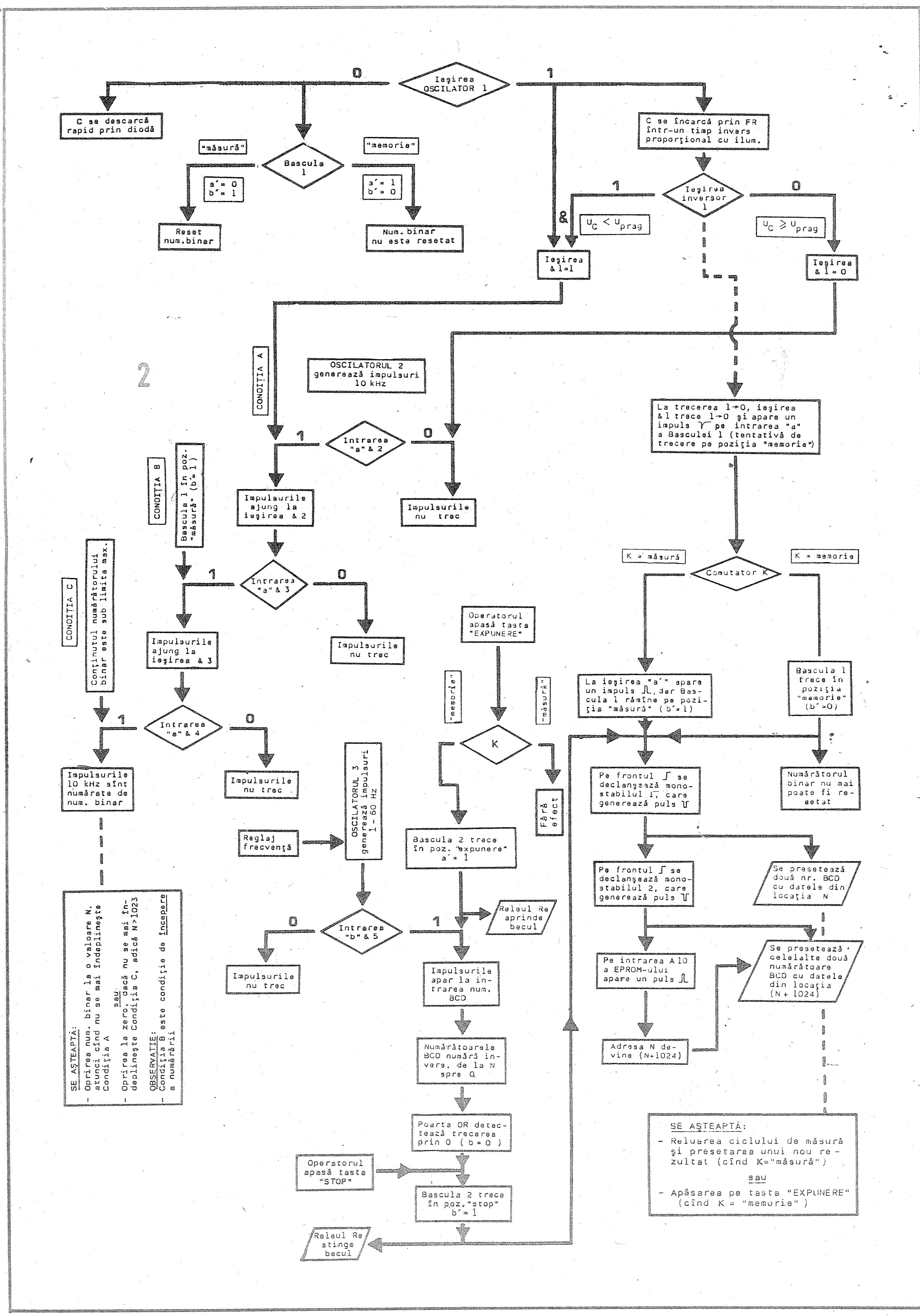
La terminarea pulsului generat de monostabilul 1 se declanșează monostabilul 2 care, la rîndul său, generează un puls de cca 5 ms ce determină, pe de-o parte, avansarea adresei de la N la (N+1 024), iar pe de altă parte, presetează celelalte două numărătoare BCD cu alte două cifre memorate în locația (N+ +1 024).

CONTINUARE ÎN NUMĂRUL VIITOR





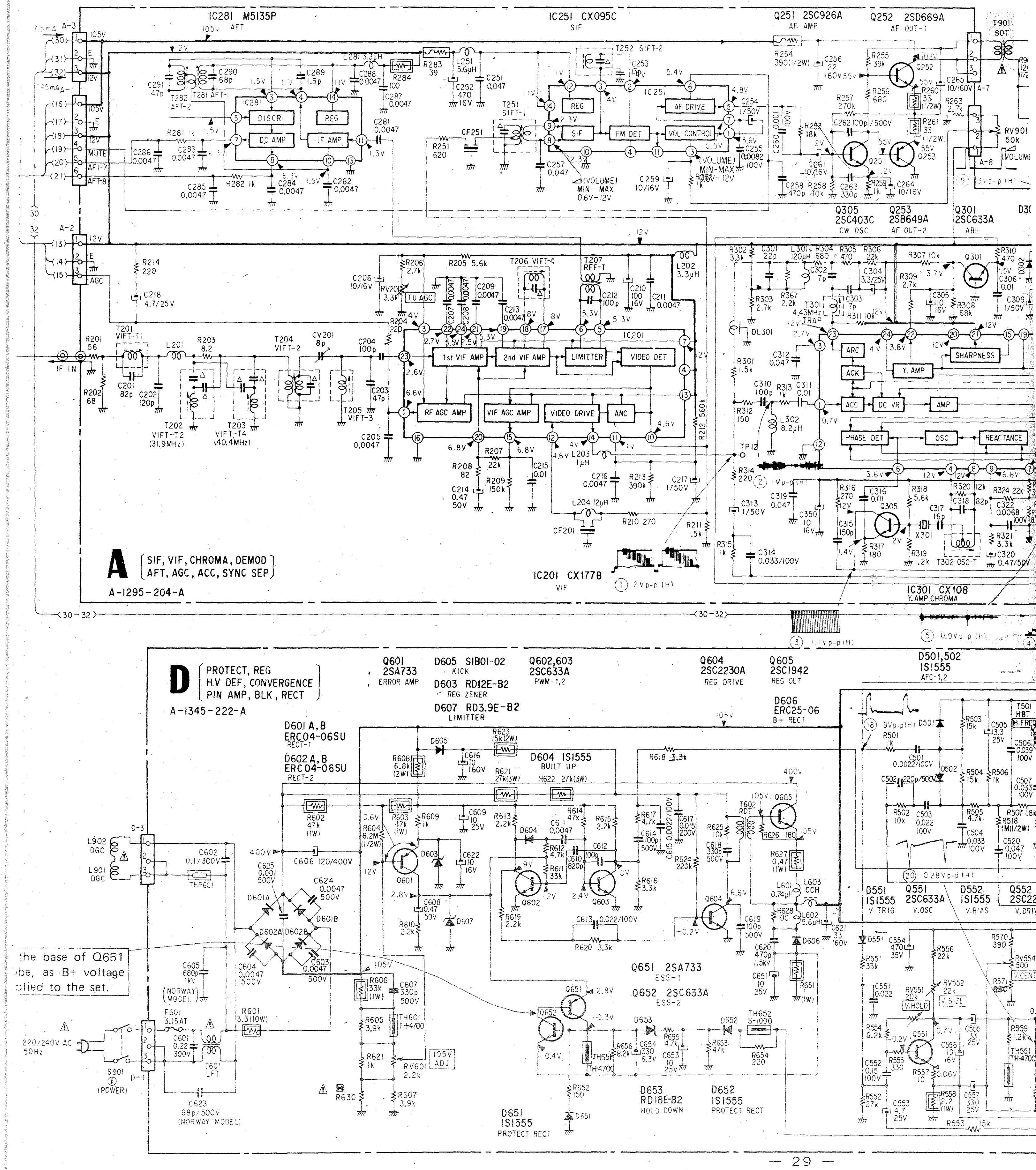
1



2
Ieşirea OSCILATOR 1
0
1
C se descarcă rapid prin diodă
C se încarcă prin FR într-un timp invers proporţional cu ilum.
"măsură"
"memorie"
Bascula 1
a' = 0
b' = 1
a' = 1
b' = 0
Reset num.binar
Num. binar nu este resetat
Ieşirea inversor 1
1
0
&
$U_C < U_{prag}$
$U_C \geq U_{prag}$
Ieşirea & 1 = 1
Ieşirea & 1 = 0
CONDIŢIA A
OSCILATORUL 2 generează impulsuri 10 kHz
La trecerea 1→0, ieşirea & 1 trece 1→0 şi apare un impuls pe intrarea "a" a Basculei 1 (tentativă de trecere pe poziţia "memorie")
Intrarea "a" & 2
1
0
Impulsurile ajung la ieşirea & 2
Impulsurile nu trec
CONDIŢIA B
Bascula 1 în poz. "măsură" (b' = 1)
K = măsură
K = memorie
Comutator K
Intrarea "a" & 3
1
0
Impulsurile ajung la ieşirea & 3
Impulsurile nu trec
CONDIŢIA C
Conţinutul numărătorului binar este sub limita max.
Operatorul apasă tasta "EXPUNERE"
"memorie"
"măsură"
K
Fără efect
La ieşirea "a'" apare un impuls, dar Bascula 1 rămîne pe poziţia "măsură" (b' = 1)
Bascula 1 trece în poziţia "memorie" (b' = 0)
Intrarea "a" & 4
1
0
Impulsurile 10 kHz sînt numărate de num. binar
Impulsurile nu trec
OSCILATORUL 3 generează impulsuri 1 - 60 Hz
Reglaj frecvenţă
Bascula 2 trece în poz. "expunere" a' = 1
Pe frontul se declanşează monostabilul 1, care generează puls
Numărătorul binar nu mai poate fi resetat
Pe frontul se declanşează monostabilul 2, care generează puls
Se presetează două nr. BCD cu datele din locaţia N
Releul Re aprinde becul
Intrarea "b" & 5
0
1
Impulsurile nu trec
Impulsurile apar la intrarea num. BCD
Pe intrarea A10 a EPROM-ului apare un puls
Se presetează celelalte două numărătoare BCD cu datele din locaţia (N + 1024)
Adresa N devine (N+1024)
SE AŞTEAPTĂ:
- Oprirea num. binar la o valoare N, atunci cînd nu se mai îndeplineşte Condiţia A
sau
- Oprirea la zero, dacă nu se mai îndeplineşte Condiţia C, adică N>1023
OBSERVAŢIE:
- Condiţia B este condiţie de începere a numărării
Numărătoarele BCD numără invers, de la N spre 0
Poarta OR detectează trecerea prin 0 (b = 0)
Operatorul apasă tasta "STOP"
Bascula 2 trece în poz. "stop" b' = 1
Releul Re stinge becul
SE AŞTEAPTĂ:
- Reluarea ciclului de măsură şi presetarea unui nou rezultat (cînd K="măsură")
sau
- Apăsarea pe tasta "EXPUNERE" (cînd K = "memorie")

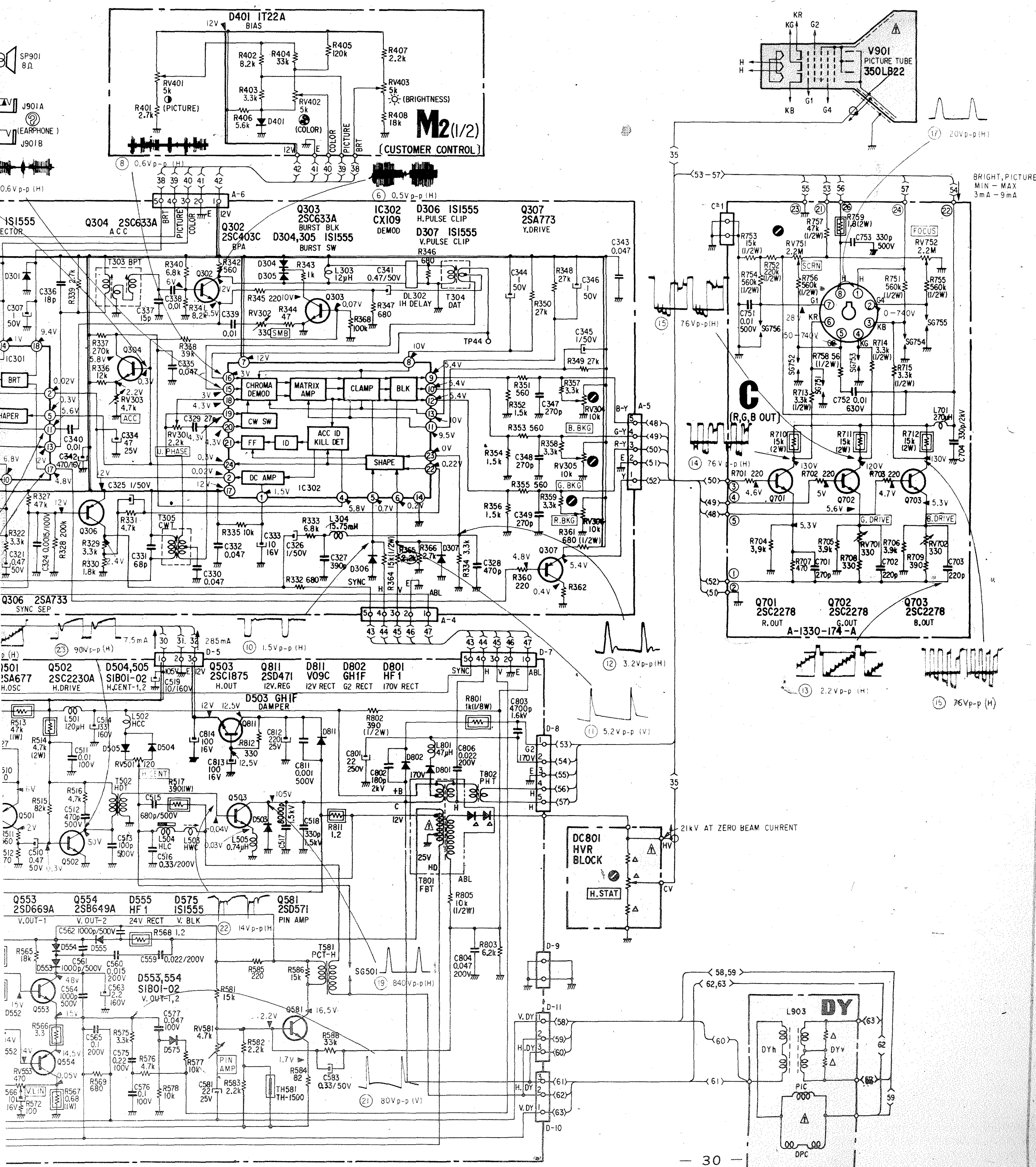
DOBREANU PAUL MIHAIL — Ploiești

SONY KV-1400 E



Televizorul color KV-1400E produs SONY lucrează după normele CCIR și numai sistem PAL în canalele 2—4; 5—12 și 21—68. Frecvența intermediară imagine este 38,9 MHz, frecvența intermediară subpurtătoare culoare 34,47 MHz, iar frecvența intermediară sunet este 33,4 MHz. Se observă că între purtătoarea de imagine și purtătoarea de sunet este un decalaj de 5,5 MHz, adică norma CCIR.

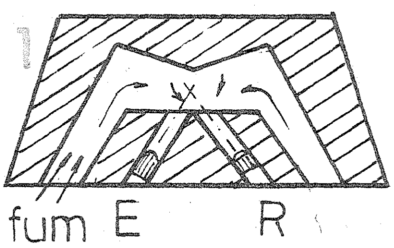
Vă prezentăm schema electrică cu porțiunile ce vă interesează în mod deosebit: partea de alimentare și baleiajul pe orizontală. Practic nu se prezintă comutatorul și selectorul de canale.



SESIZOR DE FUM

Un mijloc eficient de prevenire a incendiilor îl constituie detectoarele de fum. Sistemul prezentat în continuare se caracterizează prin simplitate și eficiență. La baza acestuia stă efectul Tyndall, care constă în dispersia unui fascicul luminos printr-un mediu cu particule în suspensie (fum, praf etc.). Dispersia luminii crește o dată cu mărirea concentrației de particule și poate provoca, la depășirea unui prag, iluminarea unui fotoreceptor aflat în afara traiectoriei fasciculului luminos.

Detectarea fumului, conform acestui fenomen, se face în interiorul unei camere concentratoare de particule (capcană de fum), așa cum

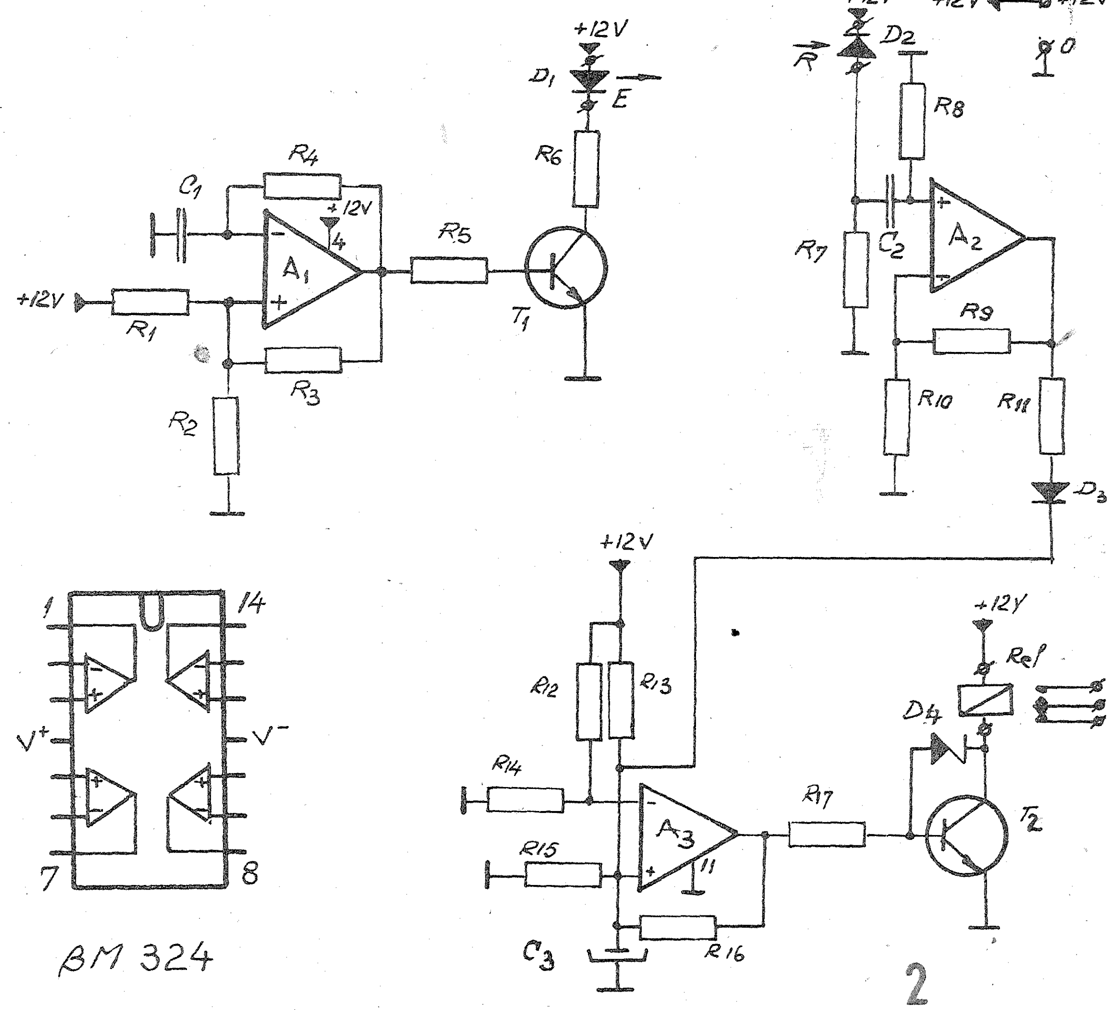


este desenată în figura 1. Cavitatea poate avea forma unui trunchi de con sau cupolă emisferică al cărei tavan coboară spre mijloc sub forma unui con. După cum se poate observa, sub tavanul incintei se află un suport în care sînt încastrate elementul fotoemițător E și cel fotoreceptor R. Axele optice ale celor două fotoelemente se intersectează undeva foarte aproape de suprafața suportului, evident sub vîrful conului din tavan. Dacă nu există particule de praf sau de fum, fasciculul luminos emis de un LED (fotoemițător) nu influențează receptorul.

Schema din figura 2 cuprinde trei amplificatoare operaționale din circuitul integrat βM324. Unul dintre amplificatoare (A1) este utilizat ca oscilator pe o frecvență de circa 500 Hz care, prin intermediul tranzistorului T1, atacă LED-ul emițător E în infraroșu, tip ROL51. A2 este utilizat ca amplificator de curent alternativ al semnalului provenit de la receptorul de radiație R tip ROL21, ROL22.

De remarcat faptul că potențialul de ieșire al acestui etaj, fără semnal, este 0 V.

Amplificatorul operațional A3 funcționează pe post de bistabil RS cu starea de ieșire inițială la potențialul masei. Dacă în capcana de fum apar, pentru scurt timp, particule în număr redus și aleator, sistemul nu basculează în starea de alarmă. Aceasta se realizează numai dacă în interiorul incintei de detecție concentrația de fum depășește un anumit prag. Amplificatorul A3 acționează, prin intermediul tranzistorului T2, releul Rel, cuplînd un sistem de avertizare acustic sau sonor.



2

Listă de componente

T1 = T2 = BD135; A1 + A2 + A3 = 3/4 βM324; R1 = R2 = R7 = R8 = R9 = 100 kΩ; R3 = 200 kΩ; R4 = R10 = R12 = R13 = R14 = R15 = R16 = 10 kΩ; R5 = R11 = R17 = 1 kΩ; R6 = 20 Ω; D1 = ROL51; D2 = ROL21, ROL22; D3 = 1N4148; D4 = PL27Z; C1 = C2 = 0,1 μF; C3 = 10 μF; Rel = releu de curent continuu, 12 V/max 500 mA.

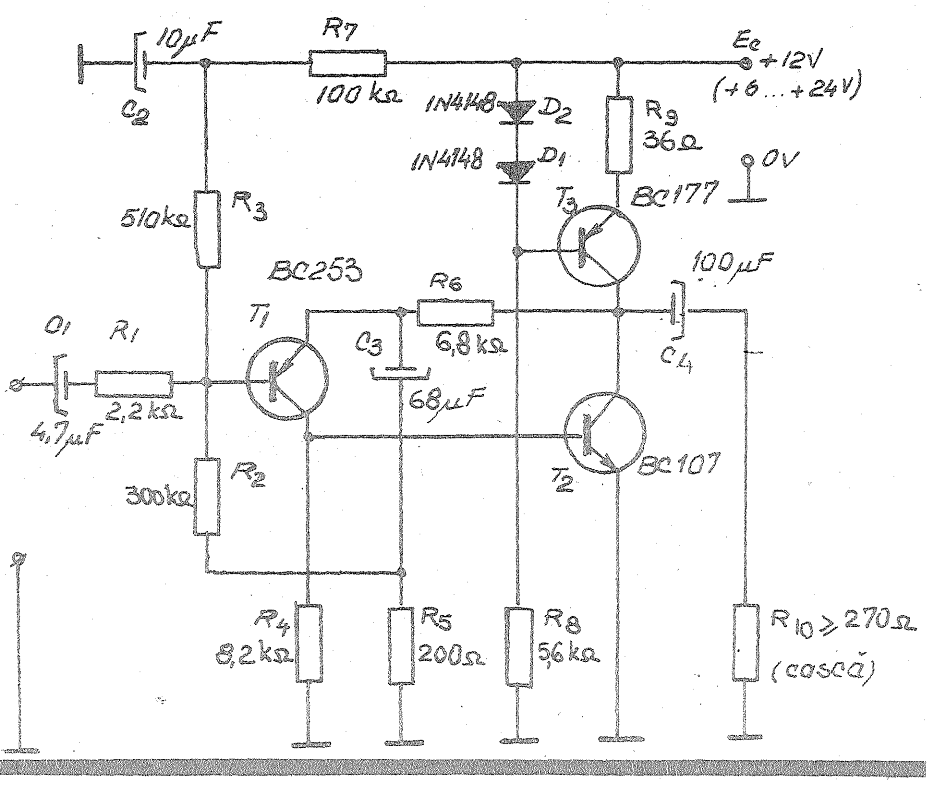
Pagini realizate de ing. MIHAI CODÂRNAI

AMPLIFICATOR de cască

Nivelul de putere necesar unei audiții de înaltă fidelitate prin intermediul unor căști stereofonice nu trebuie să fie foarte mare. În general acesta nu depășește 20—30 mW. Condițiile ce se impun însă, din punctul de vedere al lărgimii de bandă și al coeficientului de distorsiuni, asupra semnalului prelucrat, sînt exigente. În figură este prezentată schema unui amplificator de cască ale cărui performanțe îl recomandă pentru clasa HI-FI:

— alimentare: E_C = +12 V (+6÷24 V);
— curentul absorbit de la sursă: max. 25 mA;
— impedanța de intrare: ≥ 150 kΩ;
— tensiunea de ieșire: U_e = 2 $V_{ef\,sin}$(R10 = 270 Ω; E_C = +12 V, coeficientul de distorsiuni ≤ 0,5%);
— banda de trecere: 10 Hz—1,2 MHz (−1 dB; R10 = 270 Ω); 5 Hz—2 MHz (−3 dB; R10 = 270 Ω);
— coeficientul maxim de distorsiuni: 0,5%;
— raport semnal/zgomot: ≥ 80 dB;
— amplificare în tensiune: ≈ 25.

Amplificarea se mai poate mări prin micșorarea valorii rezistorului R5 (aceasta în detrimentul impedanței de intrare și benzii de trecere).

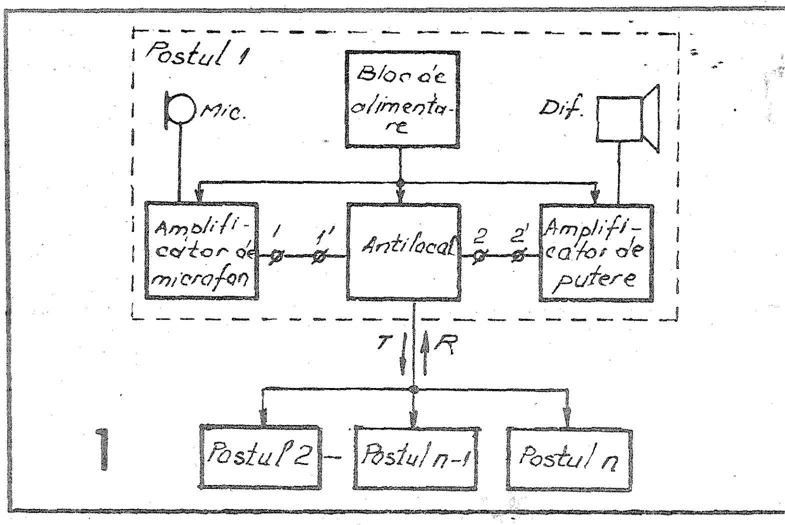


ANTILOCAL

Montajele descrise sînt destinate utilizării în echipamentele de interfon, cu posibilitatea lucrului în multiplex pe numai două conductoare de interconectare, dintre care unul este conductor de masă.

Este cunoscut faptul că în legăturile între două sau mai multe posturi de interfon microfonia locală, dacă nu este anihilată, poate produce neajunsuri în recepționarea și transmiterea mesajelor. Marea majoritate a montajelor utilizează difuzorul atît la recepție cît și la transmisie, prin comutare, evitîndu-se astfel acroșajul.

Sistemele propuse în continuare permit folosirea independentă a unui microfon și a unui difuzor, evident fără comutare, microfonia fiind practic absentă. Schema-bloc a unei instalații de interfon de acest gen este prezentată în figura 1.



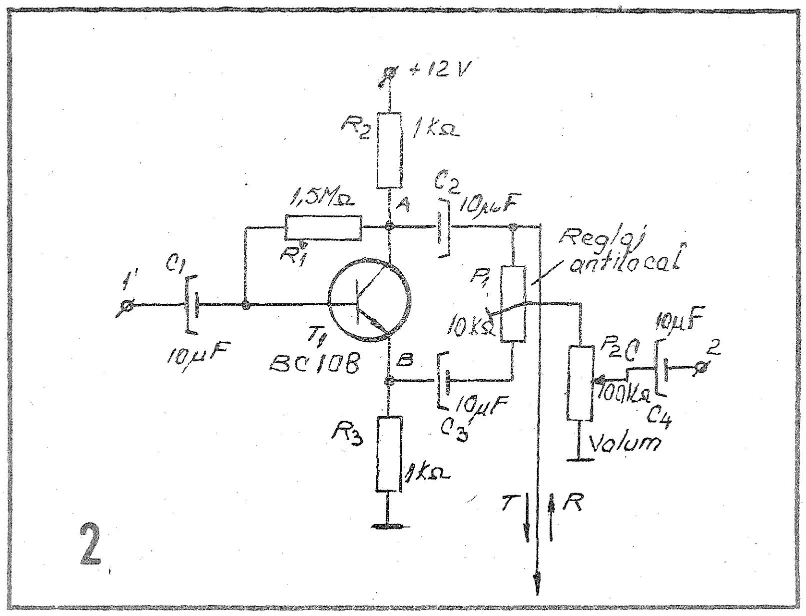
1

Fără a intra în detalii asupra descrierii amplificatorului de microfon și a amplificatorului de putere, vom comenta trei scheme simple ale unor montaje antimicrofonie (antilocal). Ca principiu de funcționare toate schemele lucrează identic. Astfel, semnalul provenit de la amplificatorul de microfon este introdus în etajul „antilocal" și livrat pe două ieșiri. La acestea se obțin semnale identice, dar defazate cu 180° unul față de celălat (eventual amplificate).

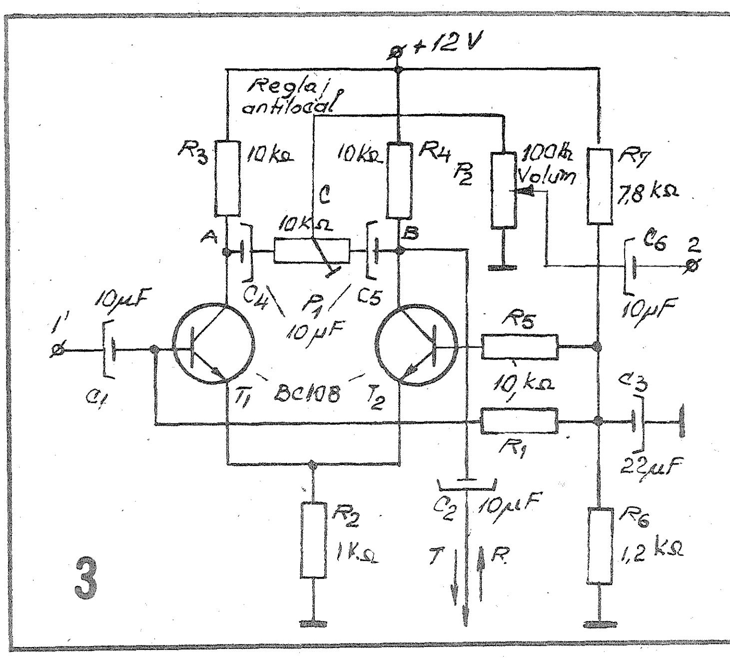
În figura 2 este prezentat un montaj cu un singur tranzistor în conexiune de amplificator cu sarcina distribuită în emitor și în colector. Evident că în emitor se va obține un semnal în fază cu cel din bază (ușor atenuat), iar în colector semnalul defazat la 180°. Amplitudinea acestuia în punctul A în raport cu potențialul de masă este dictată practic de raportul R2/R3. Peste semnalul din colector se va suprapune informația provenită de la celelalte posturi de interfon. Simultan pe aceeași linie se pot transmite mesaje spre corespondenți. În punctul C se obține o sumare a semnalelor provenite de la ieșirile A și B împreună cu cel de pe linia de comunicație. Deoarece variațiile instantanee ale potențialelor din punctele A și B sînt aproximativ egale, dar de sens contrar, în C semnalul local se anulează, trecînd spre potențiometrul de volum numai cel de pe linia de comunicație. La celelalte posturi, dacă sînt dotate toate cu același sistem, fenomenul este identic. Din potențiometrul P1 se reglează anularea semnalului local. Rezistența R1 se tatonează de așa natură încît căderile de tensiune pe rezistoarele R2 și R3 să fie de aproximativ 3 V. Amplitudinea semnalului la intrarea 1' nu trebuie să depășească 2,5 V. Amplificarea etajului este foarte aproape de unitate.

În figura 3 este prezentată o altă modalitate de alcătuire a montajului antilocal și anume cu două tranzistoare în conexiune diferențială. Una din intrări (baza tranzistorului T1) primește semnalul local, iar cealaltă intrare este pusă la masă din punct de vedere al curentului alternativ prin condensatorul C3 (baza tranzistorului T2). Avantajul schemei constă în faptul că această configurație asigură și o amplificare de 5 ori. Procedeul de reglaj antilocal este ca și cel din cazul anterior. Amplitudinea semnalului de intrare nu va depăși 1 V. Un alt avantaj al acestei variante constă în faptul că linia de comunicație se poate lega la oricare dintre cele două colectoare ale tranzistoarelor din etajul diferențial.

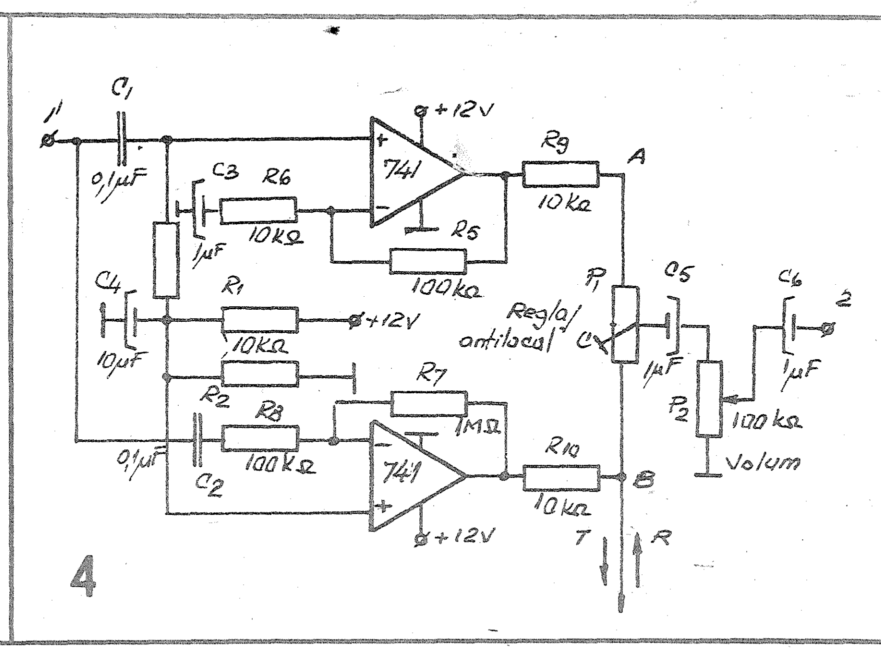
O a treia variantă se poate realiza conform figurii 4, în care se utilizează două amplificatoare operaționale. Această schemă are aceleași avantaje ca și cea din figura 3. În plus, amplificarea poate fi variată într-o plajă mult mai mare. Singura condiție care se impune este ca amplificările în curent alternativ ale celor două operaționale să fie egale, dar de semne contrare (A1 este amplificator neinversor, iar A2 amplificator inversor).



2



3

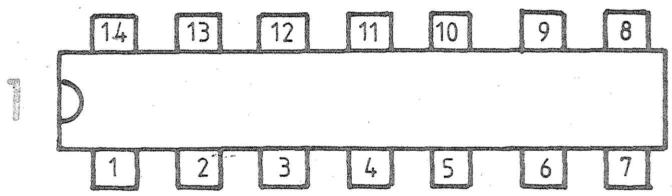


4

SUNET BISTANDARD în receptoarele de televiziune

Ing. ȘERBAN NAICU

Utilizarea în țara noastră a unor receptoare TV aduse din Europa de Vest comportă anumite probleme. Una dintre ele este aceea că se poate recepționa imaginea, dar nu și sunetul. Un alt neajuns este că nu se recepționează canalul 4 (programul 1 TV, acolo unde acesta este recepționat pe canalul 4).



Motivul pentru care nu se poate recepționa sunetul este acela că a doua frecvență intermediară sunet diferă în standardul nostru — OIRT — (6,5 MHz) de cea din standardul vest-european — CCIR — (5,5 MHz).

Cauza pentru care nu se poate recepționa programul 1 TV emis în canalul 4, cu aceste receptoare, rezidă în faptul că ele nu posedă din construcție acest canal.

În articolul de față ne vom referi doar la primul caz, prezentînd modificările necesare în TV pentru recepția sunetului în ambele standarde.

Modificarea modulului de sunet pentru recepția bistandard din receptoarele TV, denumită empiric și „tragerea sunetului în bandă", este necesară și în cazul utilizării unor TV alb-negru (a-n) pentru recepția programelor de la videocasetofoane. Receptoarele TV a-n recepționează sunet avînd F.I. 2 sunet de 6,5 MHz (OIRT), iar videocasetofoanele furnizează sunet cu F.I.2 de 5,5 MHz (CCIR), în marea majoritate a cazurilor. Există TV a-n și videocasetofoane cu sunetul bistandard, dar acestea sînt cazuri foarte rare.

Întrucît receptoarele TV color fabricate în vestul Europei, precum și cele a-n fabricate în țară în ultimii ani sînt echipate, aproape exclusiv, pe calea de sunet cu circuite integrate, modificările prezentate mai jos pentru recepția bistandard se vor referi doar la receptoarele TV avînd C.I. pe calea de sunet.

Receptoarele TV color asamblate în țară (Telecolor, Topcolor, Elcrom, Cromatic, Goldstar, Indiana-Network), prezintă în totalitate cale de sunet bistandard.

Televizoarele a-n fabricate în țară au ca prim C.I. pe calea de sunet, cu rolul de amplificator-limitator F.I. și demodulator MF, două tipuri de circuite integrate: TAA661 și TBA120 (cu variantele sale TBA120S, TBA120U și TBA120T).

Circuitul integrat TAA661 conține un amplificator-limitator F.I. cu patru etaje, un demodulator simetric cu coincidență și un stabilizator de tensiune. Circuitul integrat de tip TBA120, cu variantele sale, este utilizat în unele receptoare TV a-n și color fabricate în țară, fiind în același timp foarte răspîndit în receptoarele TV color de fabricație europeană. TBA120 conține un amplificator F.I.-sunet cu șase etaje (sensibilitate 100 μV), demodulator M.F., reglaj electronic de volum (REV).

TBA120S cuprinde un amplificator F.I.-sunet cu opt etaje (sensibilitate 100 μV), demodulator M.F., reglaj electronic de volum (REV), stabilizator suplimentar pentru diverse utilizări.

TBA120U reprezintă varianta cea mai perfecționată. Cuprinde un amplificator cu opt etaje (sensibilitate 50 μV), reglaj electronic al volumului (REV), demodulator M.F., stabilizator intern, ieșire suplimentară de A.F. (pentru cască, magnetofon etc.), intrare suplimentară de A.F. pentru conectarea unui radioreceptor sau videocasetofon. Acest C.I. este destinat utilizării cu circuite LC.

TBA120T, foarte asemănător cu TBA120U, este destinat utilizării cu filtre ceramice. La acest C.I., între pinii 13 și 14, în interiorul circuitului există o rezistență de valoare mică (aproximativ 800 Ω) care amortizează circuitul rezonant ceramic de F.I.

Configurația pinilor acestor C.I. este dată în figura 1.

Pentru a înțelege în ce constă modificarea pentru transformarea căii de sunet din TV, să urmărim în figura 2 schema-bloc a etajului de F.I.-sunet și demodulator M.F. a unui receptor TV echipat cu C.I.

În figura 3 prezentăm schema-bloc a etajului F.I.-sunet și demodulator M.F., bistandard, utilizînd filtre L.C.

Se observă că, în acest caz, cele două perechi de filtre se montează în serie.

În cazul cînd etajul F.I.-sunet este realizat cu filtre ceramice, filtrul corespunzător noii norme care se introduce (6,5 MHz) se va monta în paralel cu filtrul ceramic existent în montaj (5,5 MHz), iar circuitul selectiv L,C de defazare a purtătoarei se va monta în serie cu cel existent, ca în figura 4.

Pot exista și cazuri cînd în circuitul de defazare se utilizează tot filtre ceramice, dar acestea sînt mult mai rare.

În figura 5 exemplificăm schema-bloc din figura 3, folosind C.I. de tip TAA661.

Se observă că atît circuitele selective (C1-L1 și C2—L2), cît și circuitele de refacere a purtătoarei (C3—L3 și C4—L4) sînt duble și montate în serie.

Dacă utilizăm ca A.F.I.-sunet C.I. de tip TBA120U, schema va deveni cea din figura 6.

Menționăm că schemele electrice din figurile 5 și 6 sînt simplificate, prezentînd doar circuitele acordate de la intrarea C.I., respectiv circuitele de defazare (care necesită modificări), legăturile de la ceilalți pini ai C.I. rămînînd nemodificate în schema TV.

Filtrele de selectivitate clasice (L,C) se pot înlocui cu filtre ceramice, ca în figura 7.

Filtrele ceramice prezintă o foarte bună selectivitate (avînd factori de calitate foarte ridicați), de aceea, pentru obținerea benzilor de trecere, filtrele ceramice trebuie amortizate atît la intrare, cît și la ieșire. La intrare, filtrele sînt amortizate de R1 și R2 (390 Ω), iar la ieșire de R3 (680 Ω). În cazul utilizării C.I. TBA120T nu se mai utilizează R3, deoarece ieșirea filtrului ceramic va fi amortizată, în acest caz, de rezistența dintre pinii 13 și 14 din interiorul circuitului integrat.

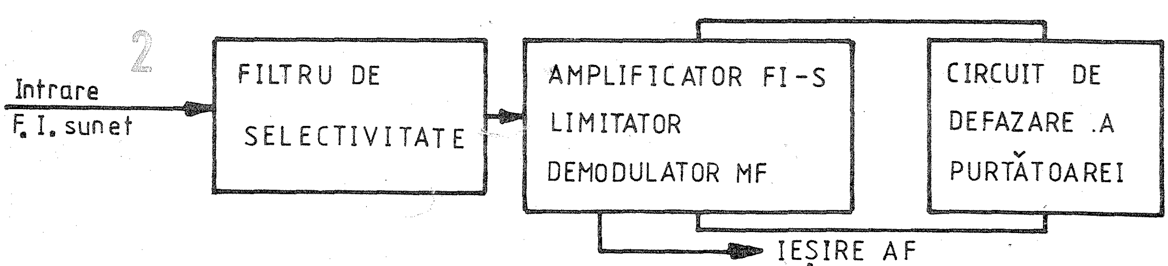
Consumul C.I. din familia TBA120 este cuprins între 0 și 18 mA, la o tensiune de alimentare de +12 V pe pinul 11. Circuitele integrate TBA120U și TBA120T conțin o sursă stabilizată care face disponibilă la pinul 4 o tensiune cuprinsă între 4,2 și 5,5 V (la un curent maxim de 5 mA), utilizată în scopul reglajului electronic al volumului (REV).

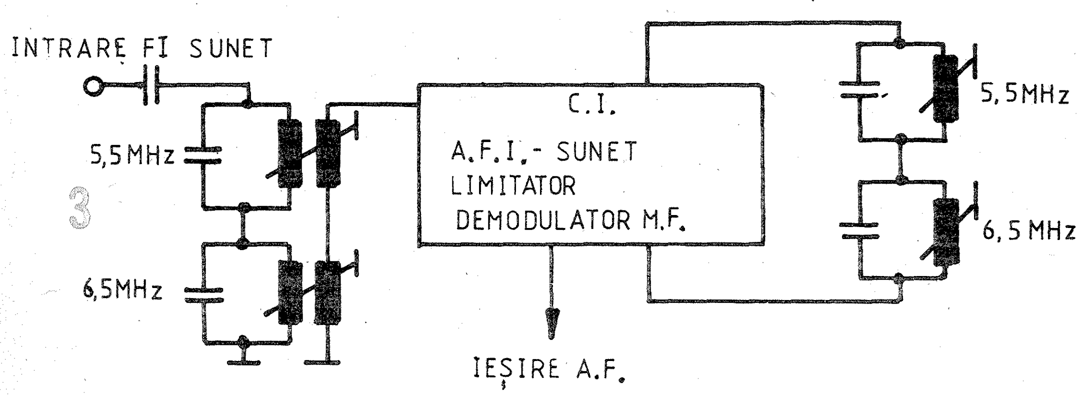
Observăm că filtrele clasice L, C, atît cele din circuitul de selectivitate (de la intrare), cît și cele din circuitul de defazare (de la ieșire) sînt în configurație de circuit rezonant derivație. Circuitul rezonant derivație (L în paralel cu C) are proprietatea de a prezenta la frecvența de rezonanță o impedanță maximă.

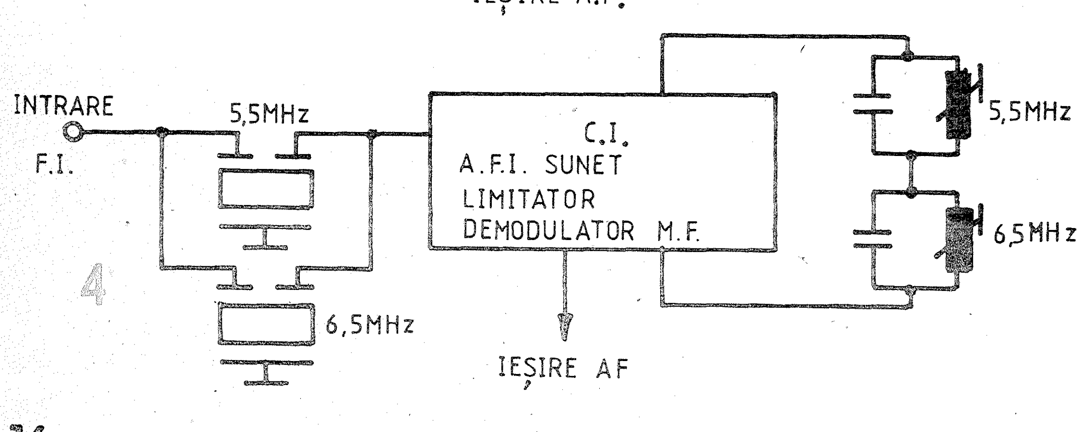
Deci, în acest caz, doar semnalele de frecvență 5,5 MHz și 6,5 MHz se vor aplica la intrarea C.I. (TAA661 sau TBA120), deoarece unul sau altul dintre cele două circuite rezonante L,C (înseriate) va prezenta impedanță maximă, în schimb toate celelalte frecvențe vor fi rejectate la masă prin cele două circuite, care la alte frecvențe decît cea de rezonanță au o impedanță mică.

În cazul utilizării filtrelor L,C, cuplajul acestui circuit acordat cu etajul anterior (detectorul video) se face relativ slab, prin C. Valoarea acestui condensator (de regulă 6,8 pF) se stabilește din compromisul între condiția de nivel minim la intrarea C.I. pentru a putea asigura funcționarea în limitare a amplificatorului (C de valoare cît mai mare, avînd deci o reactanță capacitivă cît mai mică) și realizarea selectivității impuse de protecția la frecvențe video critice (C cît mai mic și astfel amortizare mică introdusă de detectorul video). Cuplajul dintre circuitul acordat L1, C1 și intrarea C.I. se realizează prin transformatorul L1/L1', al cărui raport de transformare este determinat de aceleași condiții ca pentru C și condiția de stabilitate (respectiv pentru circuitul acordat L2, C2 și transformatorul L2/L2').

Dacă se utilizează la intrare, în circuitul selectiv, filtrele ceramice, acestea se montează în paralel și prezintă la frecvența de rezonanță o impedanță minimă, permițînd semnalului de frecvența respectivă să







treacă prin ele, ajungînd la intrarea C.I. (TAA661 sau TBA120).

În afară de funcția de A.F.I.-sunet și limitator, C.I. (TAA661 sau TBA120) cuprinde și un demodulator de frecvență prin coincidență. Semnalul de F.I.S. amplificat și limitat se aplică direct la intrarea acestui demodulator, iar prin intermediul rețelei de defazare C3-L3-C5 sau C4-L4-C5 (aceste circuite pot conține și o rezistență pentru amortizare) la altă intrare a demodulatorului. Faza tensiunilor aplicate la cele două intrări ale demodulatorului este diferită datorită rețelei de defazare. Diferența de fază dintre tensiunile aplicate la intrările demodulatorului variază proporțional cu variația de frecvență, la frecvența de acord fiind maximă (90°). Se poate demonstra că amplitudinea semnalului de ieșire este proporțională cu diferența de fază dintre cele două tensiuni (deviația de frecvență). Rezultă, deci, că la frecvența de acord a unuia dintre cele două circuite acordate (5,5 MHz sau 6,5 MHz) înseriate, vom obține amplitudinea semnalului de ieșire maximă (care se aplică la intrarea etajului următor, amplificatorul de audiofrecvență).

Un alt mod de utilizare a C.I. TBA120T este cel întîlnit la TV color Goldstar, model CTK 2190, ca în figura 8.

Se observă că semnalul de sunet de la intrare (FI2-S) se aplică, prin intermediul a două filtre ceramice de 5,5 MHz și 6,5 MHz, montate în paralel, într-un convertor de sunet (realizat cu două tranzistoare). Semnalul de sunet cu frecvența de 6 MHz, obținut la ieșirea convertorului (prin intermediul unui filtru ceramic de 6 MHz), se aplică la intrarea (pinul 14) C.I. TDA120T. Acesta folosește pentru rețeaua de defazare (pinii 6—7—9—10) un filtru ceramic de 6 MHz.

După ce s-au efectuat modificările prezentate anterior, este necesară reglarea căii de sunet a receptorului TV a-n sau color, care constă în acordarea circuitelor selective din AFI-S și demodulatorul MF.

Caracteristica de selectivitate care trebuie să se obțină pentru televizoarele bistandard, la intrarea C.I. (pinul 6 al lui TAA661 sau pinul 14 al lui TBA120U) trebuie să fie cea prezentată în figura 9.

La ieșirea C.I. (pinul 14 al lui TAA661 sau pinul 8 al lui TBA120U) trebuie să se găsească curbele din figura 10, denumite și curbe în „S".

Pentru obținerea acestor curbe (prin reglarea miezurilor bobinelor) este necesară utilizarea unui vobuloscop cu frecvența cuprinsă între 1 și 10 MHz, care să permită atît injectarea unui semnal, cît și vizualizarea acestor curbe. Deoarece, în general, nu dispunem de un vobuloscop, vom realiza reglarea AFI-S necesară direct „pe sunet", în timpul recepției programului TV.

Pentru aceasta trebuie ca AFI-S să nu intre în limitare, deci este necesar un semnal foarte mic (zeci de μV) la antenă (la limita sincronizării pe linii). Vom obține acest semnal mic la antenă folosind fie un atenuator rezistiv pe antenă, fie folosind în loc de antenă un simplu conductor scurt, fie dezacordînd receptorul spre frecvențele joase ale gamei.

În aceste condiții se acordează miezurile bobinelor L1 (sau L2) pentru a obține maximum de amplitudine (volum sonor maxim) și L3 (sau L4) pentru a obține maximum de claritate a sunetului. Operația se reia de două-trei ori, obținîndu-se un reglaj foarte exact.

Dacă am introdus banda OIRT (deci circuitele acordate pe 6,5 MHz), semnalul pe care se va face acordul va fi cel emis de stațiile obișnuite de televiziune, iar dacă am completat receptorul TV cu circuitele acordate pe 5,5 MHz (introducînd astfel banda CCIR), reglajul sunetului se va face pe sunetul furnizat de un videocasetofon.

Dacă TV color este echipat cu C.I. de tipul A220D, acesta este practic echivalent cu TBA120S sau TBA120U, cu mici modificări, care se pot observa pe schemă. Orice înlocuire a unui C.I. cu altul de același tip (sau cu altul de alt tip, dar echivalent) poate duce la apariția unor oscilații, care pot fi eliminate prin schimbarea valorilor condensatoarelor de reacție sau de antioscilație (prin încercare).

În unele cazuri, datorită complexității deosebite a schemelor sau a tehnologiilor folosite în realizarea TV (miniaturizare), care fac foarte dificilă intervenția în aparat, se preferă înlocuirea întregii căi de sunet, prin decuplarea căii de FI-sunet din montaj și înlocuirea ei cu un etaj FI-sunet bistandard.

În alte cazuri, fără a se interveni în montajul TV, se utilizează la intrare convertoare de frecvență pentru recepționarea frecvențelor dorite.

BIBLIOGRAFIE:

1. Antene și montaje de recepție TV — M. Bășoiu, N. Neguț, Editura Tehnică 1989.

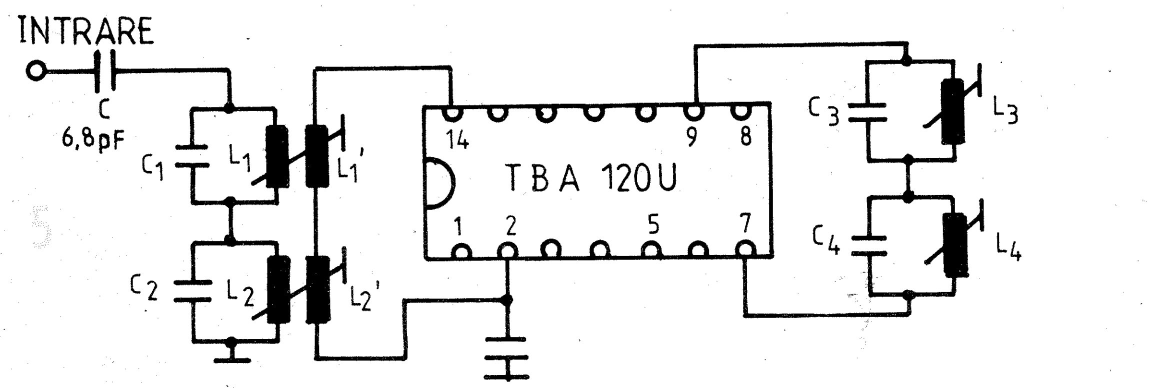
2. Recepția TV la mare distanță — Mihai Bășoiu, Editura Tehnică, 1989.

3. Televizoare cu circuite integrate — Depanare — E. Statnic, M. Gănescu, Editura Tehnică, 1981.

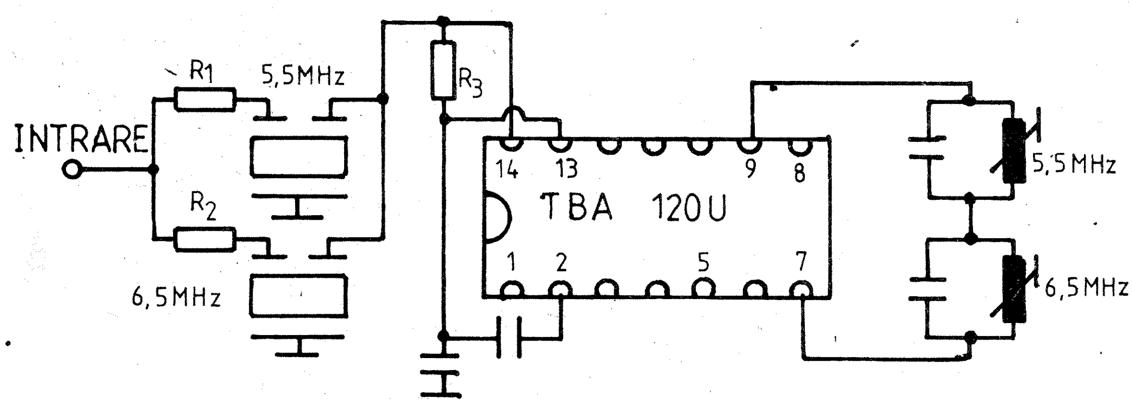
4. Receptoare de televiziune în culori — M. Silișteanu, M. Bășoiu, C. Constantinescu ș.a., Editura Tehnică, 1985.

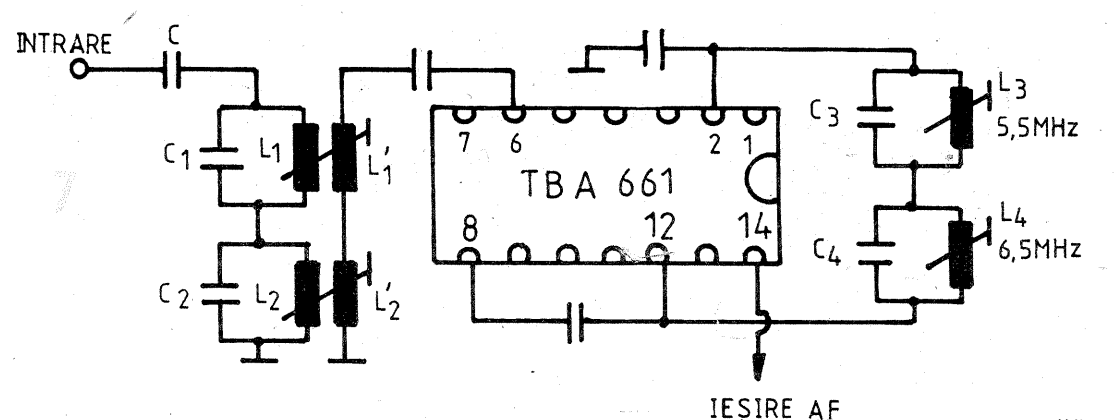
5. Funcționarea și depanarea televizorului în culori — M. Bășoiu, M. Gavriliu, G. Pflanzer, Editura Tehnică, 1985.

6. Full Line — Condensed Catalog, I.P.R.S.-Băneasa, 1990.

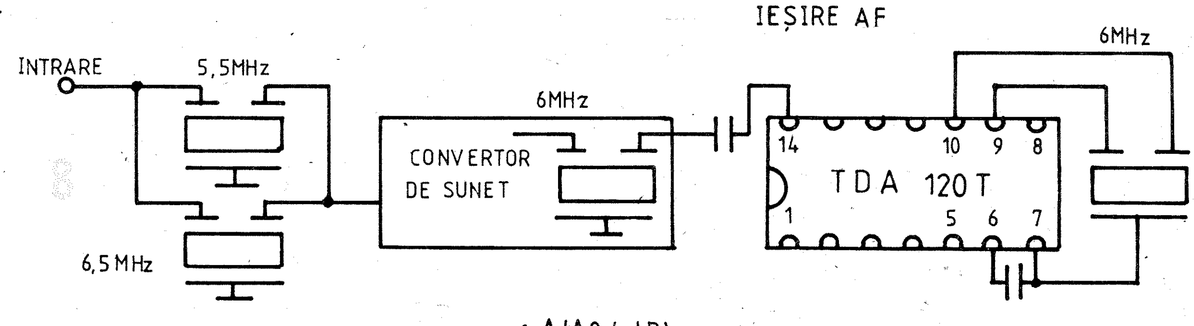


5

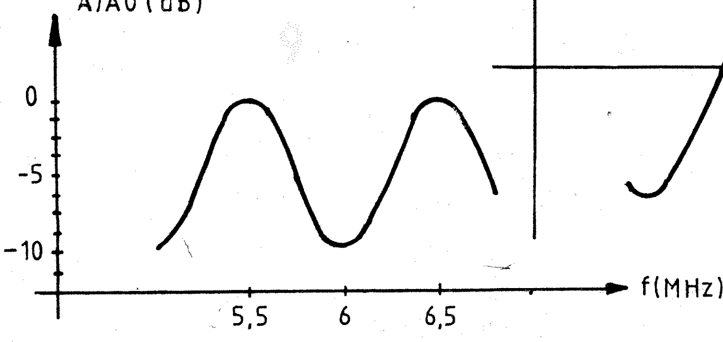




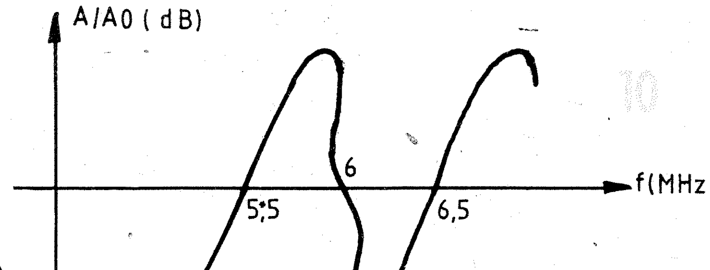
7



8



9



10

SONDĂ LOGICĂ

GEORGE DONE, Zimnicea

Propun cititorilor revistei „Tehnium" o schemă de sondă logică, concepută, realizată și experimentată de mine. Prin simplitatea și utilitatea sa este, consider eu, un accesoriu necesar în laboratorul oricărui electronist amator.

Circuitul (fig. 1) permite determinarea stării logice „0" sau „1", precum și a impulsurilor de scurtă durată (așa-numitele tranziții). Pentru starea de nedeterminare (1,3—2,3 V), toate LED-urile sînt stinse. Aprinderea LED-urilor se face, evident, în funcție de nivelul de tensiune pe vîrful de test.

Astfel, pentru starea logică „0" se deschide tranzistorul T2, care capătă în emitor un potențial scăzut, ce este trecut prin două porți inversoare și în final aprinde LED-ul DL2.

Pentru starea logică „1" se deschide T1 și prin intermediul unui inversor se aprinde DL1.

Pentru semnalizarea tranzițiilor am folosit un circuit basculant monostabil sub formă integrată, și anume circuitul CDB 4121. Structura internă a acestui circuit este prezentată în figura 2. Se observă cu ușurință că monostabilul poate fi acționat fie menținînd intrarea 5 în „1" și aplicînd pe intrarea 3 sau 4 un nivel scăzut de tensiune, fie aplicînd pe intrarea 5 un impuls în „1" logic și menținînd una din intrările 3 sau 4 la masă.

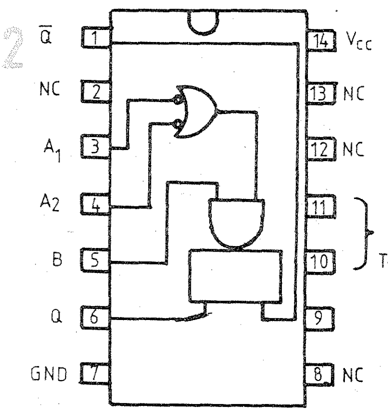
În ce mă privește, am optat pentru prima soluție, folosind ambele intrări (3 și 4) pentru a putea vizualiza atît tranzițiile „sus-jos", cît și tranzițiile „jos-sus".

Circuitul de temporizare este realizat cu R7 și C1 și convine unei temporizări de aproximativ 0,2 s.

Realizarea practică nu pune probleme.

Se recomandă totuși realizarea pe cablaj imprimat pentru o fucționare sigură.

Cînd vîrful de test este „în aer", nu trebuie să se aprindă nici un LED. Dacă totuși se aprinde DL1, se va micșora R3. Vîrful de test poate fi un ac de cusut din oțel, care se polizează pentru a înlătura stratul de nichel și se lipește cu cositor pe circuitul imprimat.

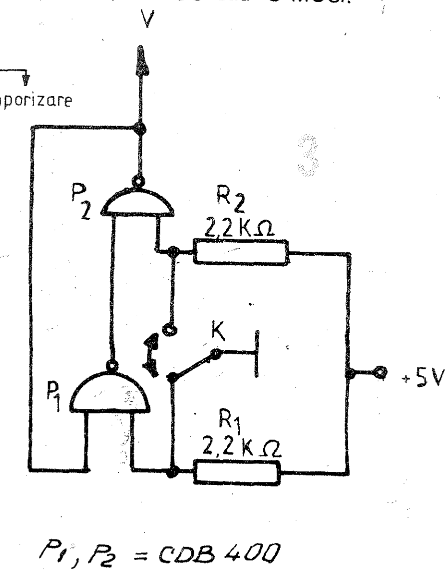


Drept carcasă a montajului se poate folosi o cutie de medicamente, o cutie de deodorant solid, corpul unei lanterne de buzunar tip „Șoim" sau pur și simplu se poate lăsa fără carcasă, izolînd montajul de atingerea directă cu bandă leucoplast.

Diodele LED folosite sînt obișnuite, din seria MDE, de forme și/sau culori diferite.

Sonda logică prezentată se poate folosi ca atare sau asociată cu un pulser, dispozitiv prezentat de mai multe ori în revistă (fig. 3).

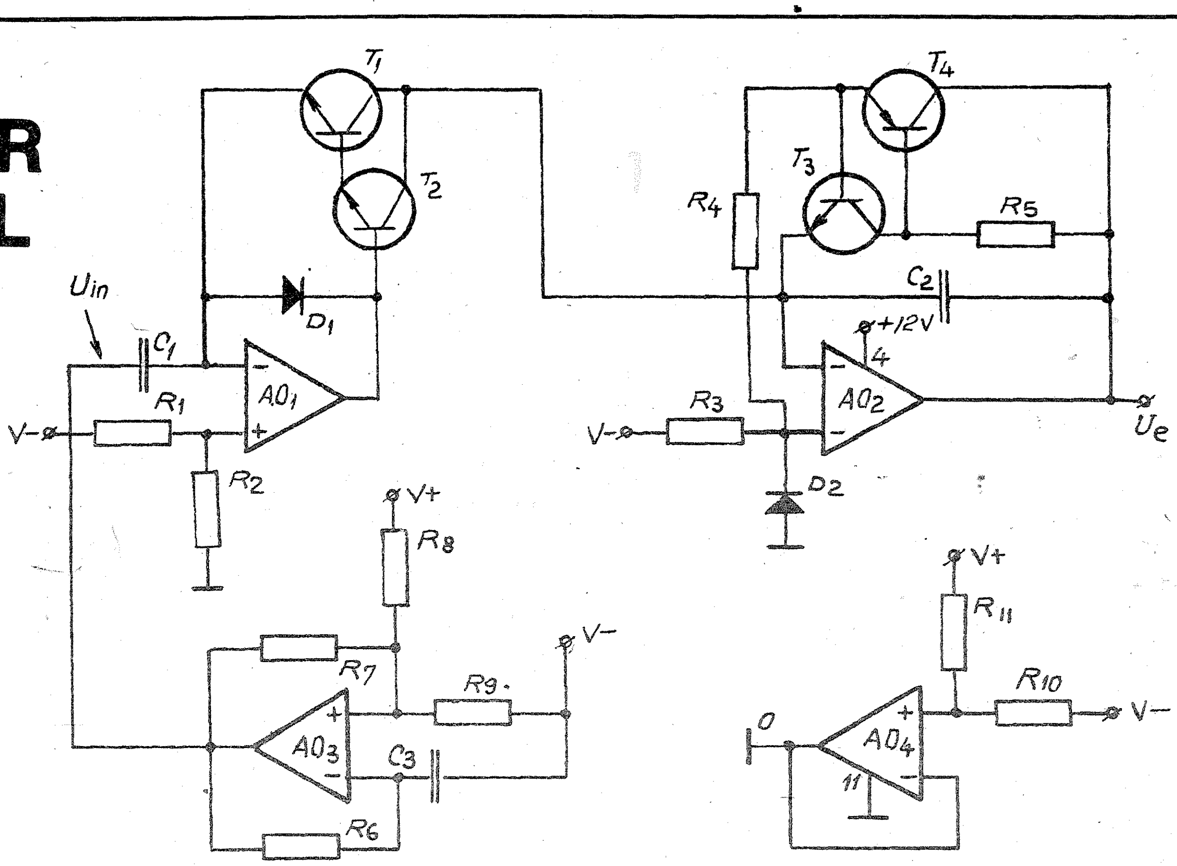
Menționez că, datorită curentului mic vehiculat prin vîrful de test, sonda logică nu modifică starea în punctul testat și nici nu prezintă pericol de distrugere a circuitelor N-MOS, P-MOS sau C-MOS.



GENERATOR DE SEMNAL ÎN TREPTE

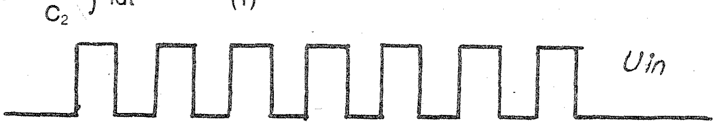
Ing. MIHAI CODĂRNAI

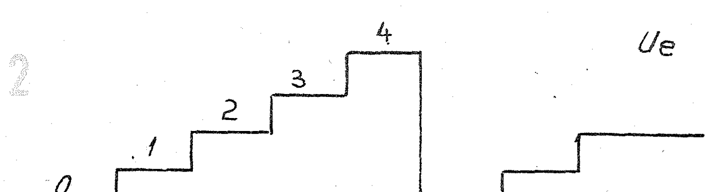
Generatoarele de semnal în trepte formează o categorie aparte de echipamente ce furnizează o tensiune liniar variabilă, utilizabilă în controlul secvențial și testarea multinivel. Semnale de acest gen se pot obține fie cu un numărător și un convertor digital-analog, fie cu amplificatoare operaționale. Diferențele calitative esențiale între cele două modalități de generare a tensiunii în trepte constau în precizia foarte bună și în stabilitatea în timp (la frecvențe joase) a primei categorii față de cea de-a doua. Totuși, în multe aplicații, precizia unui generator de semnal în trepte cu amplificatoare operaționale este suficientă și de aceea se utilizează destul de mult. În cele ce urmează se va prezenta un astfel de montaj.



Circuitul din figura 1 generează cîte o treaptă de tensiune prin diferențierea și integrarea unui semnal dreptunghiular. Amplificatorul operațional AO1 produce derivarea tensiunii rectangulare U_{in} de la intrare care, prin condensatorul C1, dezvoltă un curent $i = C_1\frac{dUin}{dt}$, bineînțeles dacă impedanța de ieșire a sursei de semnal de atac este foarte mică. Pentru fronturile crescătoare AO1 este comandat spre tensiune negativă, producînd deschiderea diodei D1, în timp ce tranzistoarele T1 și T2 (montate în configurație Darlington) sînt blocate. La tranziția negativă 1 → 0 (fronturile descrescătoare), amplificatorul operațional AO1 comută spre tensiune pozitivă, deschizînd tranzistorul compus T1+T2 și blocînd dioda D1. Polarizarea inițială a bazei configurației Darlington este asigurată de nivelul tensiunii din intrarea neinversoare prin divizorul rezistiv R1 și R2. Conducția tranzistoarelor T1 și T2 transferă curentul produs de fronturile negative ale semnalului de intrare Uin către cel de-al doilea amplificator operațional AO2 ce funcționează ca integrator. Curentul de integrare pe care îl debitează T1 și T2 produce la ieșire o treaptă de tensiune:

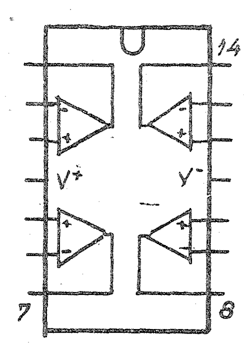
$$U_e = -\frac{1}{C_2}\int idt \qquad (1)$$





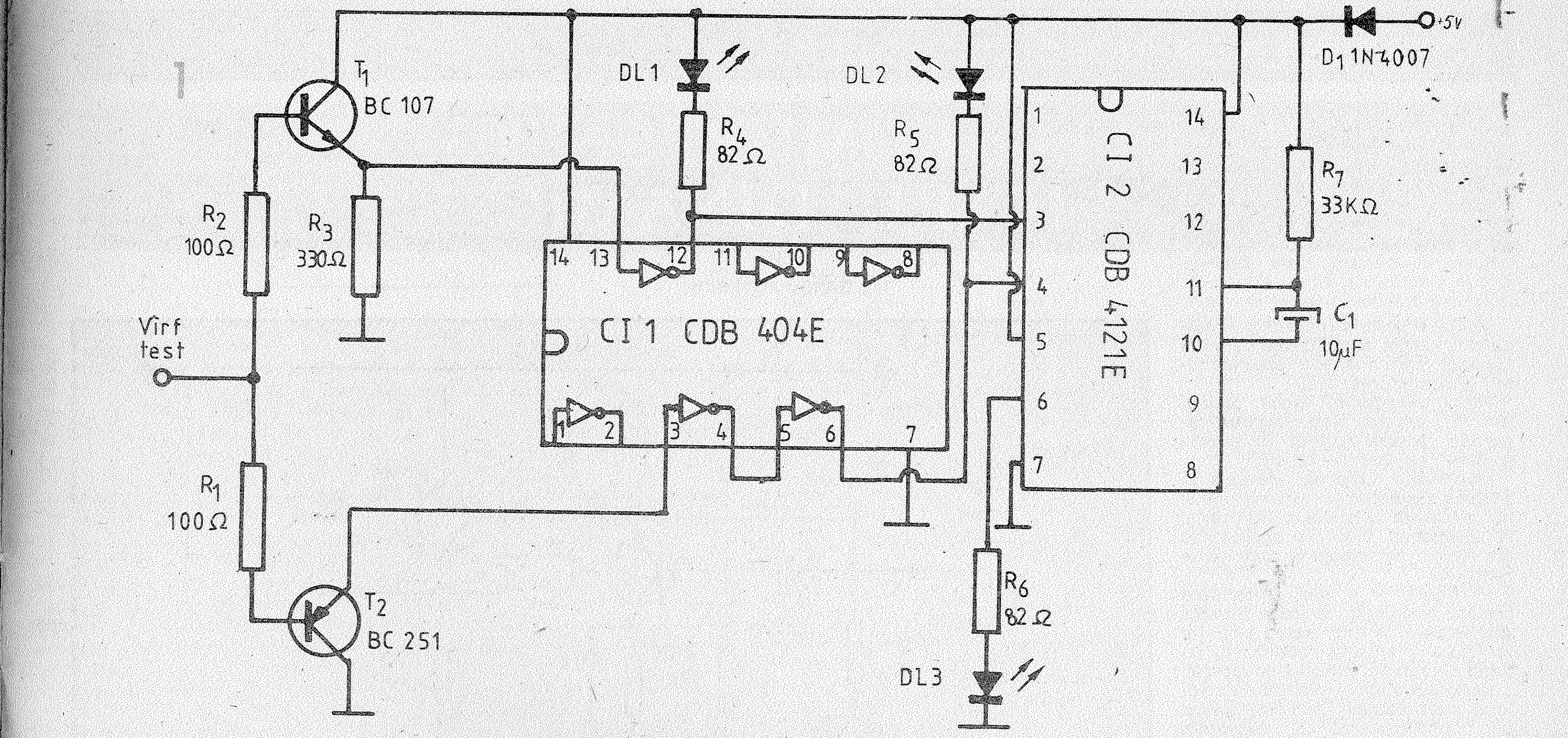
Dacă se are în vedere că $i = C_1\frac{dUin}{dt}$, relația (1) se poate rescrie:

$$U_e = -\frac{C_1}{C_2}U_{in}.$$



BM 324

Deci fiecare tranziție negativă a semnalului de intrare produce la ieșire o treaptă de tensiune. Aceste trepte continuă pînă cînd ieșirea operaționalului este adusă la potențialul de „0", prin trecerea în conducție a tranzistoarelor T3 și T4,



care are loc cînd joncțiunea emitor-bază a lui T4 se străpunge (în polarizare inversă). Această cădere are loc la o valoare tipică de aproximativ 7 V și are o derivă termică de cca 0,01%/°C. În aceste condiții, condensatorul C2 se descarcă pînă la tensiunea U_{BE}, așa că tensiunea la ieșire în raport cu masa va fi $U_e = U_{BE} - U_{D2} = 0$. După aceasta procesul se reia.

Sursa de semnal dreptunghiular este realizată cu amplificatorul operațional AO3 într-o configurație de oscilator de relaxare.

Cu valorile de componente date mai jos s-a obținut un tren de impulsuri cu frecvența de 2 750 Hz. Numărul de trepte la ieșire a fost de 11, ceea ce corespunde unui semnal cu frecvența de 250 Hz. Cel de-al patrulea amplificator operațional este folosit ca sursă de tensiune „mediană" (de „masă") în raport de care sînt definite potențialele de alimentare V+ și V—. În realitate, alimentarea se face dintr-o sursă de tensiune continuă simplă, dar stabilizată de 12 V.

Numărul de trepte poate fi modificat, după dorință, dacă tensiunea dreptunghiulară este variabilă ca amplitudine sau dacă se schimbă raportul C1/C2, care trebuie să fie întotdeauna subunitar. Așa cum este conceput montajul, schimbarea numărului de trepte se va face din alegerea condensatoarelor mai sus amintite.

În figura 2 este prezentat un exemplu de secvență a tensiunii de ieșire Ue în funcție de tensiunea de intrare Uin.

Lista de componente

AO1, AO2, AO3, AO4 = βM324, B084; D1 = D2 = 1N4148; T1 = T2 = T3 = BC107 etc.; T4 = BC177; R1 = R2 = R3 = R7 = R11 = 2 kΩ; R4 = R5 = 10 kΩ; R6 = 6,2 kΩ, R8 = R9 = 820 Ω; R10 = 1 kΩ; C1 = 12 nF; C2 = 150 nF; C3 = 0,1 μF.

BIBLIOGRAFIE:

Gh. Mitrofan „„Generatoare de impulsuri și de tensiune liniar variabilă", Ed. Tehnică, 1981
Colecția revistei „Tehnium".

FILTRU DE PREZENTĂ

Ing. EMIL MARIAN

Filtrul de prezență, a cărui schemă este prezentată alăturat, accentuează spectrul de frecvență propriu vocii omenești, reliefînd după dorință porțiunea proprie a unui program muzical sonor din care aceasta face parte. Datorită posibilității de accentuare, deci de scoatere în evidență preponderent a prezenței unei voci care face parte dintr-un ansamblu de sunete, acest filtru activ este cunoscut sub denumirea din titlu.

Performanțele montajului:

— Impedanța de intrare, Zi = 20 kΩ;
— Impedanța de ieșire, Ze = 1 kΩ;
— Banda de frecvență de lucru, Δf = 800 Hz—12 kHz;
— Amplificarea maximă la mijlocul benzii de lucru, A_{max} = 12 dB;
— Raportul semnal/zgomot, S/N ≥ 65 dB;
— Distorsiunile armonice totale, THD ≤ 0,3%;
— Distorsiunile de intermodulație TID ≤ 0,04%.

Semnalul audio util se aplică filtrului prin intermediul condensatorului C1. Ulterior, prin intermediul rezistenței R1, semnalul audio util este aplicat unui filtru dublu T format din grupul C2, R3, R7 și R5, R6, C4. Concomitent, semnalul de intrare este aplicat și grupului de rezistențe R2, R9. Se observă că aceste două trasee ale semnalului audio, modificat și nemodificat, se află amplasate în bucla de reacție negativă a unui etaj de amplificare care conține tranzistorul T1. În funcție de ponderea acestei reacții negative, stabilită de poziția cursorului potențiometrului R3, semnalul de intrare va prezenta o accentuare mai mare sau mai mică tocmai în banda de frecvență pentru care a fost dimensionat filtrul dublu T (800 Hz—12 kHz), generînd la ieșirea etajului de amplificare accentuarea frecvențelor medii în care se situează spectrul vocii omenești.

Semnalul de ieșire al montajului este preluat din colectorul tranzistorului T1 prin intermediul condensatorului C6.

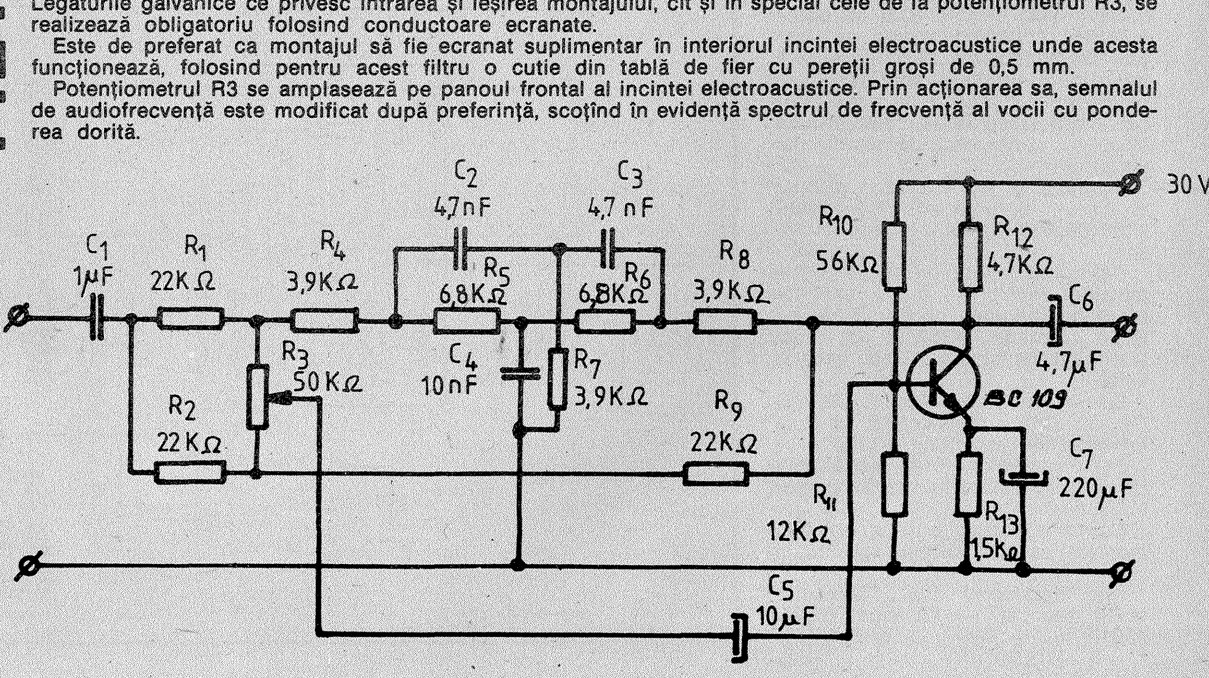
Montajul se realizează practic pe o plăcuță de sticlotextolit placat cu folie de cupru. Se iau toate măsurile cuvenite pentru un montaj destinat a funcționa într-un lanț de audiofrecvență, și anume evitarea buclei de masă, traseu de masă gros de minimum 4 mm, păstrarea structurii fizice de cuadripol, conexiuni cît mai scurte între componente etc.

După realizarea plăcuței de cablaj imprimat (în varianta mono sau stereo), se plantează componentele electrice, avînd grijă ca fiecare dintre ele să fie verificată în prealabil, atît electric cît și fizic. Alimentarea montajului se face de la o sursă de tensiune stabilizată și bine filtrată, U_A = 30 V. Montajul se intercalează în lanțul de audiofrecvență (între ieșirea corectorului de ton și intrarea amplificatorului de putere), avînd grijă ca rigidizarea mecanică să fie corespunzătoare. De asemenea, se ține cont în mod obligatoriu de adaptările de impedanță necesare pentru buna funcționare a filtrului.

În cazul în care corectorul de ton prezintă o impedanță de ieșire ridicată (de ordinul sutelor de kiloohmi), este necesar ca înaintea filtrului să fie amplasat un etaj adaptor de impedanță de tipul rapetorului pe emitor. Legăturile galvanice ce privesc intrarea și ieșirea montajului, cît și în special cele de la potențiometrul R3, se realizează obligatoriu folosind conductoare ecranate.

Este de preferat ca montajul să fie ecranat suplimentar în interiorul incintei electroacustice unde acesta funcționează, folosind pentru acest filtru o cutie din tablă de fier cu pereții groși de 0,5 mm.

Potențiometrul R3 se amplasează pe panoul frontal al incintei electroacustice. Prin acționarea sa, semnalul de audiofrecvență este modificat după preferință, scoțînd în evidență spectrul de frecvență al vocii cu ponderea dorită.



ELECTROMUREȘ 2003: FILTRU DINAMIC

Ing. BARBU POPESCU

Montajul descris reprezintă o modalitate simplă dar eficientă de a îmbunătăți performanțele casetofonului „Electromureș 2003".

Filtrul de zgomot folosit, preluat din (1), permite îmbunătățirea raportului semnal-zgomot în poziția „redare" cu cca 8—10 dB.

Modificările care se operează în schema casetofonului sînt minime și nu afectează celelalte performanțe; de asemenea, filtrul de zgomot nu are nevoie de reglaje la punerea în funcțiune.

În figura 1 a fost prezentată schema originală a casetofonului (partea care ne interesează aici), iar în figura 2 schema modificată, cu filtrul de zgomot introdus în montaj.

Semnalul audio preluat din colectorul tranzistorului T106 este aplicat prin condensatorul C2 divizorului rezistiv-capacitiv R5, R6, C5, care atenuează semnalul audio în domeniul frecvențelor medii și înalte, indiferent de nivelul acestora și amplificatorului operațional A1; elementele conectate în bucla de reacție negativă sînt astfel alese încît, dacă dioda D1 este deschisă, se compensează atenuarea introdusă de filtrul C2, R5, R6, C5, obținîndu-se astfel „refacerea" caracteristicii liniare de frecvență.

Prin intermediul condensatorului C3, componentele audio de medie și înaltă frecvență sînt aplicate etajului de amplificare realizat cu amplificatorul operațional A2 și piesele aferente, redresate și filtrate de grupul D2, D3, R11, C8; componenta continuă astfel obținută, al cărei nivel este în funcție de amplitudinea și frecvența semnalului audio de la intrare, este aplicată prin R12 diodei D1.

Dacă nivelul componentelor audio de medie și înaltă frecvență este ridicat, dioda D1 va fi deschisă și caracteristica de frecvență va fi liniară.

Dacă nivelul acestora va fi redus, sub pragul de —36 dB, în pauze și la niveluri mici ale semnalului audio, tensiunea redresată va fi insuficientă pentru a deschide dioda D1 și, deci, nivelul audio va prezenta o cădere accentuată în domeniul frecvențelor medii și înalte.

Pragul de acționare (—36 dB) se poate modifica retușînd valoarea rezistenței R10; constanta de timp a detectorului (τ = R11C8) se poate modifica acționînd asupra rezistenței R11. Conectarea filtrului se face întrerupînd circuitul imprimat între colectorul lui T106 și baza lui T107; se elimină C110, R114; colectorul lui T105 se conectează la anodul lui D1.

Montajul se execută pe o plăcuță de circuit imprimat, ale cărei dimensiuni depind de componentele folosite.

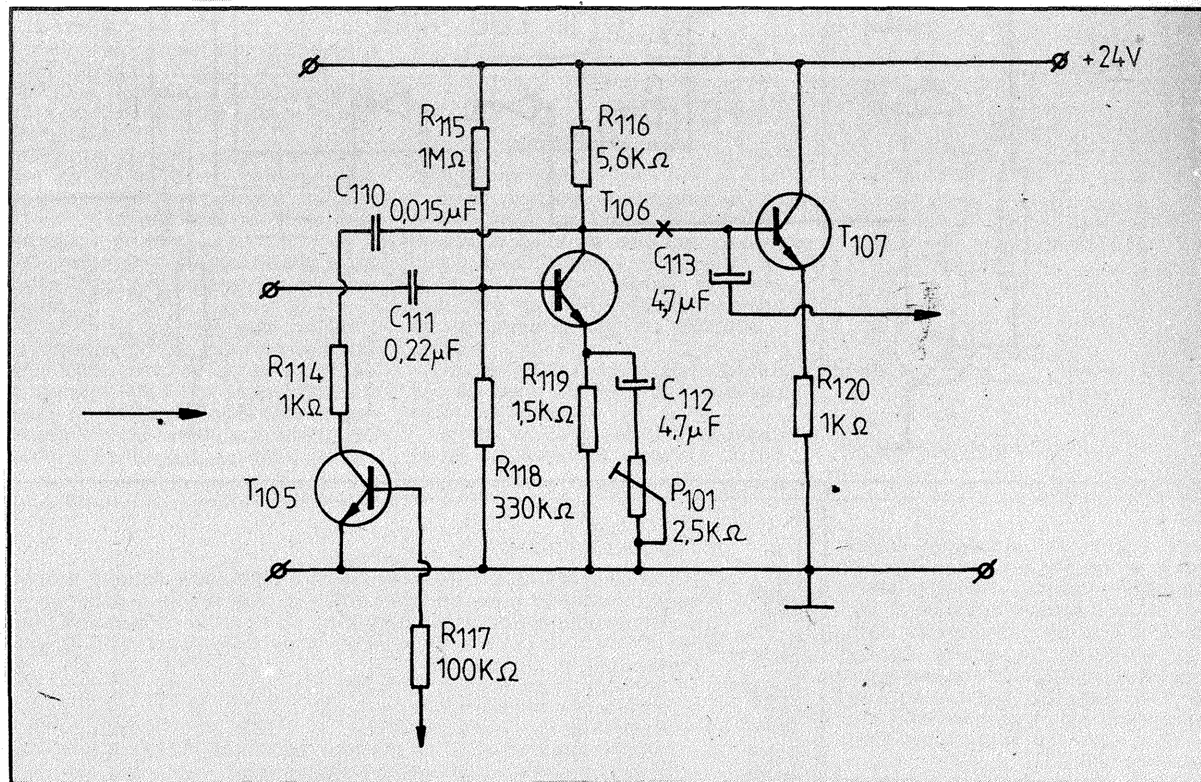
Cel mai compact montaj se obține folosind pentru A1 și A2 amplificatoare operaționale cvadruple de tip B084, eventual βM324; se pot folosi și circuite de tip βA741 sau echivalente.

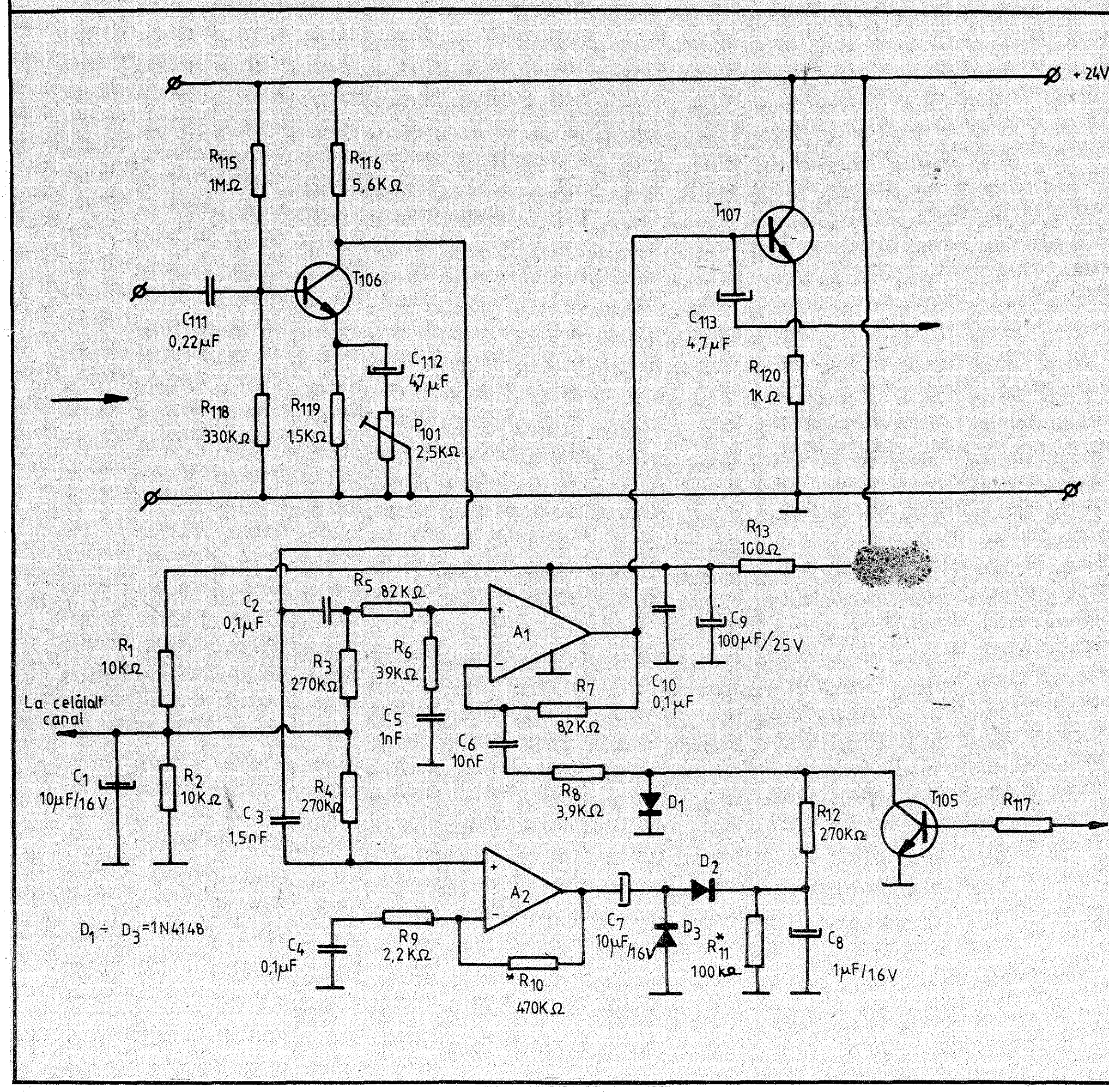
Condensatoarele folosite (C2, C5, C6, C3, C4) și rezistențele vor avea toleranța de maximum ±10%.

Etajul realizat cu T105 este folosit, ca și în schema originală, la comutarea filtrului.

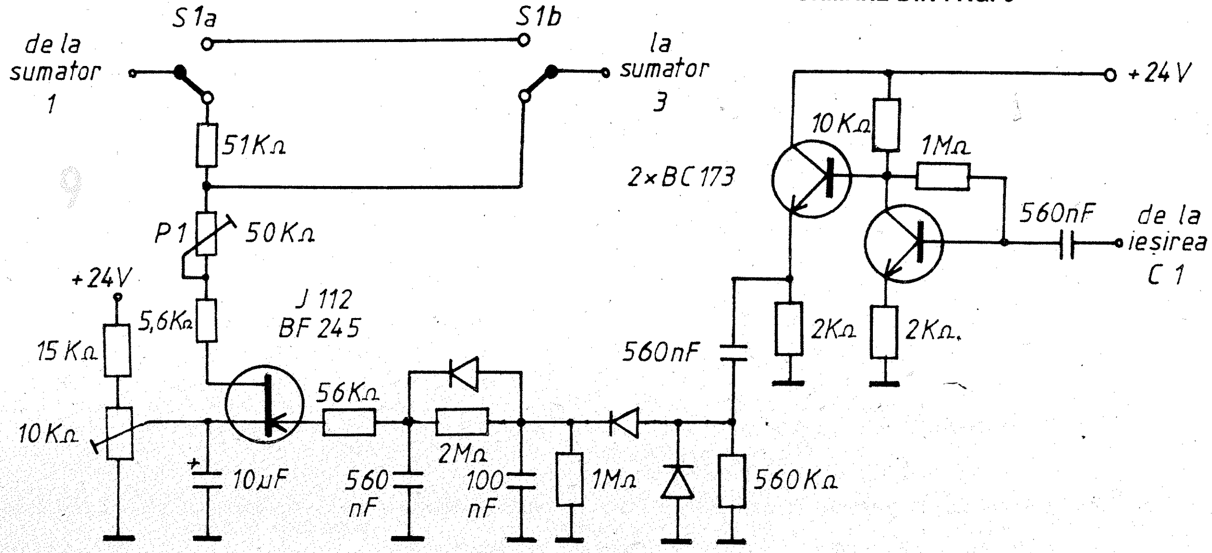
Corect executat și interconectat, montajul va oferi deplină satisfacție.

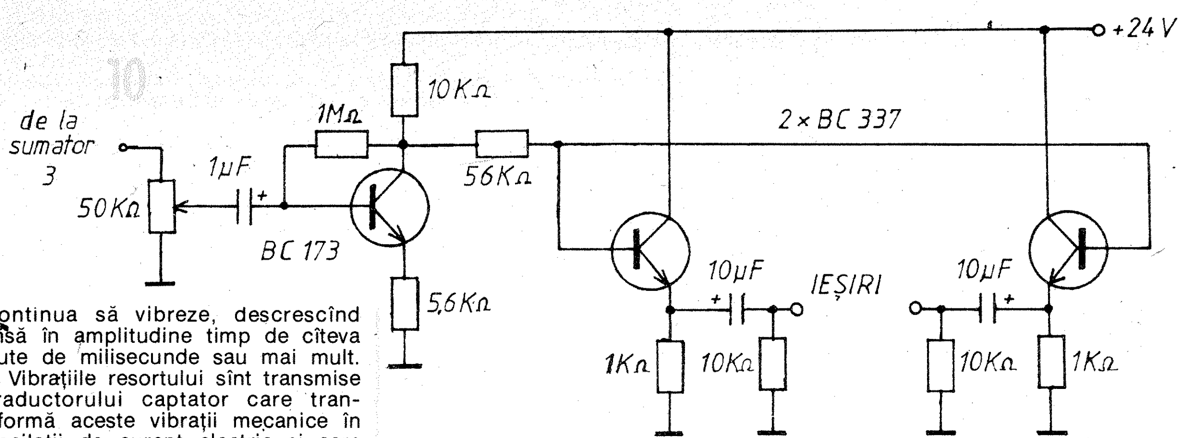
(1): Hammond G.C., Dynamic noise reducer — Wireless World, 1981.





URMARE DIN PAG. 9





continua să vibreze, descrescînd însă în amplitudine timp de cîteva sute de milisecunde sau mai mult.

Vibrațiile resortului sînt transmise traductorului captator care transformă aceste vibrații mecanice în oscilații de curent electric și care sînt apoi amplificate prin intermediul preamplificatorului asociat. După cum se vede, modul de funcționare și construcția reverberatoarelor electromecanice sînt simple. Ele prezintă însă și o serie de dezavantaje legate fie de exploatare (lipsă de versatilitate, sensibilitate la vibrații mecanice exterioare), fie de calitatea semnalului procesat (bandă de frecvență îngustă, distorsiuni armonice mari).

Excitatorul acestor tipuri de reverberatoare poate fi de impedanță joasă — 8 sau 16 Ω — sau de impedanță înaltă — 1,5...2 kΩ. Curentul de excitație al acestor traductoare nu este critic, în practică întîlnindu-se abateri mari față de valorile prescrise de fabricant. Orientativ, curentul de excitație pentru traductoarele de impedanță joasă este de 75...100 mA, iar pentru cele de impedanță înaltă de cca 10 mA. Traductoarele captatoare generează o tensiune tipică de 1...5 mV pe o impedanță de 3...30 kΩ. Cele mai răspîndite reverberatoare electromecanice sînt cunoscute sub denumirile ACCUTRONICS 4BB2C1A, AKG, HAMMOND 4C, RE-4, RE-16, RE-21, VERMONA.

În figura 11 este prezentată schema completă a reverberatorului. Amplificatorul pentru controlul excitatorului este recomandat pentru traductoare cu impedanță joasă. În cazul traductoarelor de impedanță ridicată se poate renunța la tranzistoarele finale și rețeaua lor de polarizare. La terminalul 7 al C.I.381 se conectează rezistența de 470 kΩ și un condensator de 20 µF, prin care se cuplează traductorul excitator.

Deoarece traductorul captator generează o tensiune relativ scăzută (cîțiva milivolți), este necesar un preamplificator cu zgomot redus. Rețeaua selectivă din bucla de reacție și valorile unor componente din schema acestui preamplificator sînt adaptate la răspunsul în frecvență al traductorului. Caracteristica de răspuns global în frecvență este de aproximativ 80—4 000 Hz. Întrerupătorul cuplat în paralel pe traductor poate stopa simultan reverberația pe toate canalele.

În finalul acestei scurte prezentări a reverberatoarelor, precizăm că în unitatea de efecte poate fi folosită și o schemă de flanger, chorus sau vibrato. Desigur, constructorul va opta pentru o variantă sau alta, în funcție de necesități, dar mai ales de posibilități. Indiferent însă de tipul procesorului adoptat în unitatea de efecte, se impun unele precizări referitoare la compatibilitatea efect/canal procesat. Semnalele care provin de la microfonul vocalist pot fi, în general, procesate pentru obținerea efectelor de chorus (dublare vocală), reverberație și multiecou (3—4 repetări atenuate progresiv). Semnalele muzicale provenite de la microfonul universal pot fi procesate în scopul obținerii efectelor flanger și reverberație, iar cele ale chitarei electrice, pe lîngă acestea două, se pretează în mod special și la efectul vibrato.

Tipul de procesare aplicată semnalelor provenite de la ultimul canal depinde de sursa de program conectată la intrarea preamplificatorului respectiv. Se atrage atenția asupra unei minime cunoașteri a tehnicii de folosire a unităților de efecte sonore. Tipul de efect, profunzimea, durata și/ sau periodicitatea efectului trebuie bine adaptate la genul de program, la caracteristicile sursei de semnal, la destinația acesteia, la parametrii electroacustici ai spațiilor de audiție și la preferințele auditoriului. O folosire inabilă a unității de efecte sonore poate transforma un efect în... d-efect, prin alterarea semnificativă a inteligibilității vorbirii, jenînd solistul vocal/instrumentist în actul emisiei vocale/instrumentale sau producînd astenie și /sau iritație psihoauditivă.

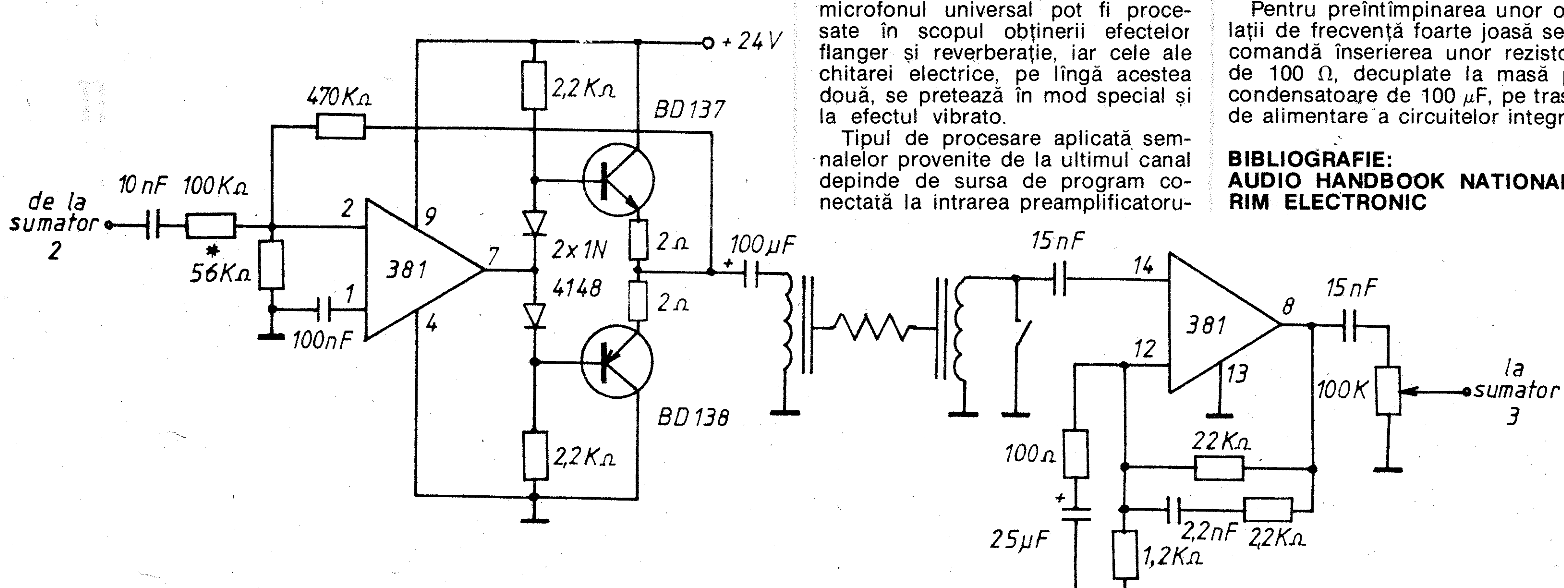
Alimentarea mixerului se face de la un alimentator bine filtrat și stabilizat cu LM317, capabil să debiteze o tensiune de 24 V/500 mA. Transformatorul de rețea va avea o secțiune de cca 4...5 cm². Numărul de spire/volt al înfășurărilor se calculează în funcție de secțiunea miezului; secundarul livrează o tensiune de 24 V și se bobinează cu conductor CuEm Ø 0,5...0,6 mm. Transformatorul va fi bine ecranat și depărtat de componentele sensibile la cîmpuri electromagnetice, ca de exemplu transformatoarele de microfon.

Designul general și modul de cablaj al unităților componente rămîn la latitudinea constructorului, care le va stabili în funcție de configurația adoptată și de posibilitățile materiale existente. Indiferent de tipul de cablaj adoptat (convențional sau imprimat), se vor avea în vedere considerațiile și recomandările referitoare la precauțiile necesare pentru diminuarea brumului și pentru evitarea unor cuplaje parazite. Se recomandă folosirea condensatoarelor cu tantal și a rezistoarelor cu peliculă metalică, în special în preamplificatoare.

Deși nu au fost figurate în scheme, este obligatorie conectarea unor condensatoare (ceramice) de 100 nF direct pe terminalele de alimentare ale C.I.381, respectiv 4 și 9. De asemenea, se va verifica existența unor eventuale oscilații de înaltă frecvență. În acest scop, se conectează un osciloscop pe ieșirile tuturor preamplificatoarelor realizate cu C.I.381, corespunzătoare terminalelor 7 și 8. La intrarea preamplificatoarelor se aplică un semnal sinusoidal cu frecvența de 1 kHz, cu amplitudinea adecvată intrării respective. Existența unor oscilații se vizualizează pe osciloscop ca o „îngroșare" a vîrfului sinusoidei semnalului de 1 kHz. Înlăturarea acestora se face prin conectarea unor condensatoare de 10...100 pF între terminalele de compensație externă a C.I.381, adică 5 și 6, respectiv 10 și 11.

Pentru preîntîmpinarea unor oscilații de frecvență foarte joasă se recomandă înserierea unor rezistoare de 100 Ω, decuplate la masă prin condensatoare de 100 µF, pe traseul de alimentare a circuitelor integrate.

BIBLIOGRAFIE:
AUDIO HANDBOOK NATIONAL
RIM ELECTRONIC

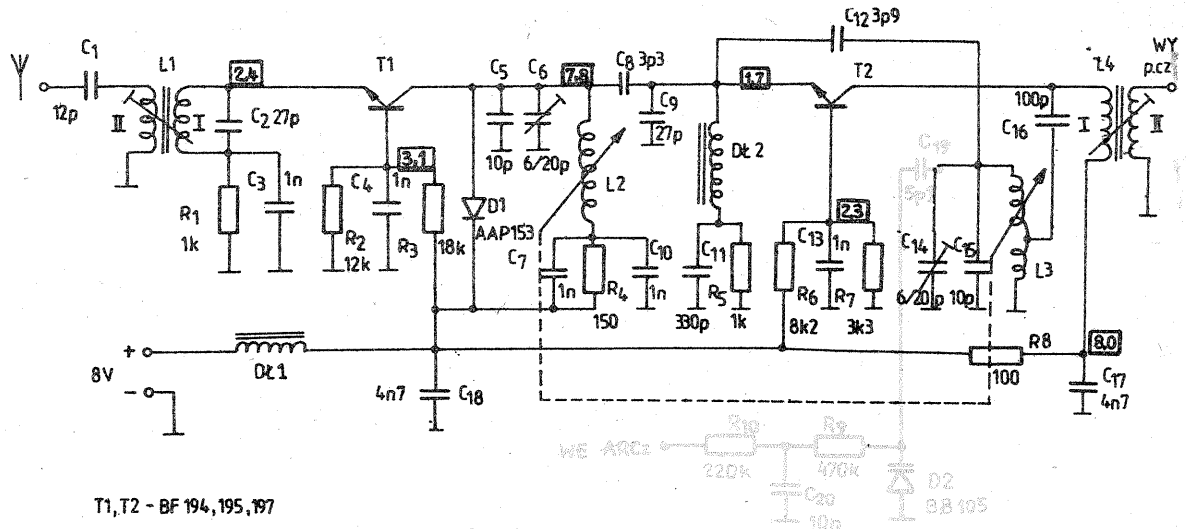


UUS

Recepția semnalelor din gama cu modulație de frecvență, atît în norma CCIR, cît și în norma OIRT, se poate face prin intermediul montajului prezentat alăturat. După cum se observă din schema electrică, apar practic două etaje; un etaj amplificator la intrare și un etaj convertor autooscilator.

De remarcat că acest montaj poate fi folosit ca idee și pentru recepția gamei de 2 m rezervată radioamatorilor.

Ne vom referi la datele bobinelor pentru recepția gamei UUS-OIRT. La intrare înfășurarea de cuplare cu antena are 3 spire, iar înfășurarea de cuplaj are 8 spire. Acestea se realizează pe o carcasă cu diametrul de 6 mm și miez de ferită pentru UUS. Bobinele L2 și L3 sînt realizate la fel, avînd cîte 8 spire; la bobina L3 se ia o priză la spira 2.



Rys. 1

La ieșire este montat un transformator pe 10,7 MHz.

La oscilator apare și o diodă varicap BB105, care primește tensiune de 0—25 V prin R10.

Dacă se urmărește recepția gamei de 2 m, bobinele L1, L2 și L3 vor avea cîte 6 spire.

MT, 12/1984

CONVERTOR

În curînd banda de 50 MHz sperăm să intre și la noi în posesia radioamatorilor. Desigur, puțini vor fi cei care vor putea lucra la început în această bandă, majoritatea radioamatorilor nedispunînd de dotarea tehnică necesară.

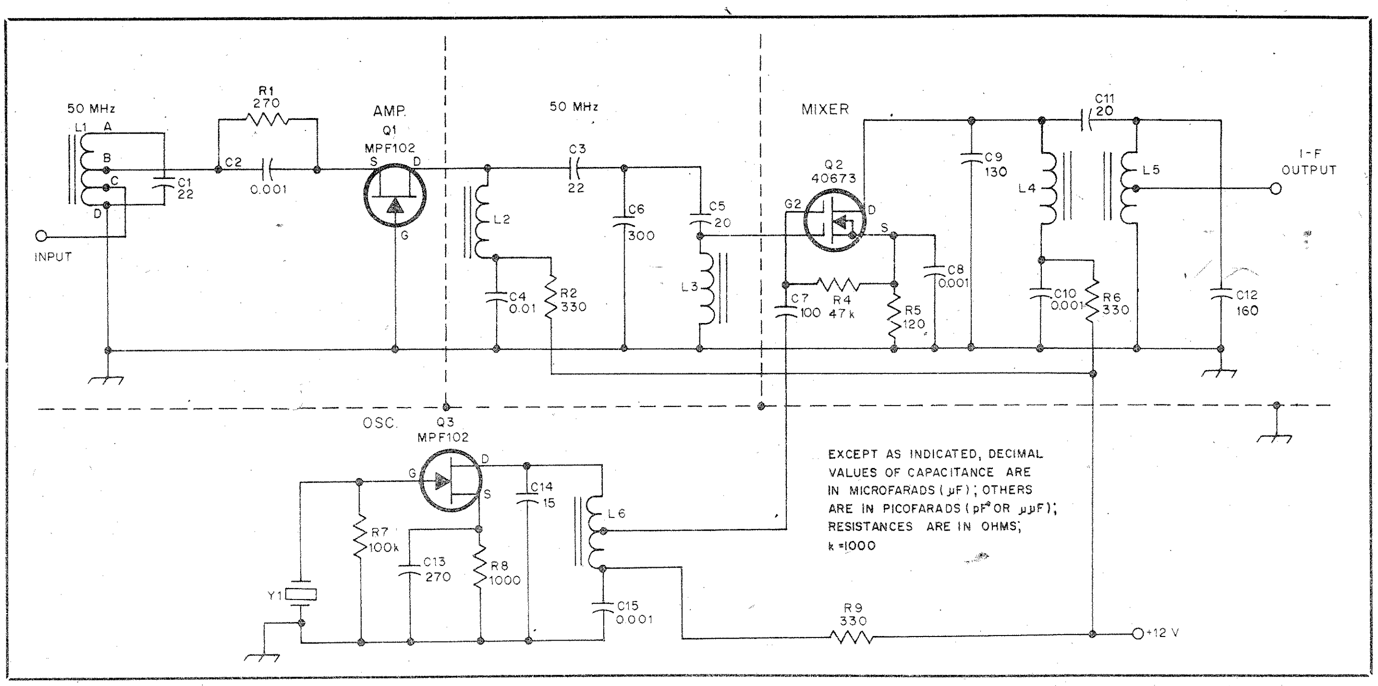
Dorind a pune la dispoziția celor interesați o documentație de convertor, publicăm schema electrică a unui convertor de bună calitate și destul de simplă, prezentată de G. Collins-KC1V în revista QST, 6/1982.

Montajul conține un amplificator RF realizat în principal cu un tranzistor cu efect de cîmp, de exemplu BF245. Aici bobina de la intrare este construită pe un tor de ferită și are 14 spire cu prize la spirele 2 și 4. Sîrma este CuEm 0,25. Tot pe un tor este și bobina L2, ce conține 13 spire. Bobina L3 de la intrarea mixerului este compusă din 12 spire, înfășurate tot pe tor de ferită.

Oscilatorul este realizat tot cu un tranzistor cu efect de cîmp de tipul BF245.

Funcție de frecvența proprie de oscilație a cristalului se obține și banda în care este translatat semnalul de 50 MHz. Astfel, dacă semnalul de la oscilator are valoarea de 40 MHz, recepția se va face în banda de 10 MHz. Deci, funcție de receptorul cu care sîntem dotați, vom folosi și un cuarț adecvat. Construcția bobinelor și în continuare se face pe toruri de ferită, bobinajul fiind astfel: L4 = L5 = 21 de spire (L5 are priză la spira 5); L6 = 18 spire, cu priză la spira 4. Toate înfășurările folosesc sîrmă de cupru emailat cu diametrul de 0,25 mm.

QST, 6/1982



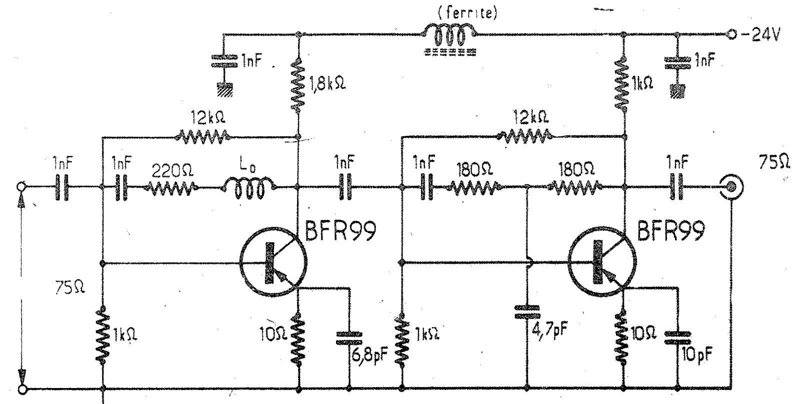
PREAMPLIFICATOR

Preamplificatorul prezentat este utilizabil pentru amplificarea semnalelor din gama 40—850 MHz provenite din antenă, respectiv din toate benzile de televiziune.

Primul etaj, echipat cu un tranzistor BFR99, are ca sarcină un rezistor de 1,8 kΩ în curent continuu și o sarcină de trei ori mai mică în curent alternativ prin circuitul următor în T; deci cîștigul acestui etaj este destul de scăzut. Punctul de funcționare este stabilit cu divizorul 12 kΩ/1 kΩ din care se alimentează baza.

Circuitul care stabilește banda de trecere este format de grupul 1 nF-220 Ω — Lo. Bobina Lo are două spire din sîrmă cu diametrul de 0,5 mm bobinate pe un suport de rezistor cu diametrul de 6 mm.

Intrarea și ieșirea amplificatorului se fac cu cablu coaxial de 75 Ω. Alimentarea este asigurată dintr-o sursă de 24 V.



LE HAUT PARLEUR, NR. 1446

CUMPĂRAREA AUTOMOBILELOR DE OCAZIE

Dr. ing. MIHAI STRATULAT

Că nu tot ceea ce străluceşte este şi de calitate, constituie un adevăr cunoscut de oricine şi acest lucru este valabil mai ales în cazul automobilelor. Cînd o maşină are exteriorul foarte strălucitor, ea este foarte ademenitoare la vînzare, dar tocmai în astfel de cazuri se cere multă circumspecţie. Un autovehicul cu vopseaua „oglindă" poate ascunde grave vicii tehnice, după cum unul mai puţin sclipitor, cu exteriorul oarecum mat, dînd impresia de vechime, poate să aibă o stare tehnică bună. De aceea, un cumpărător avizat nu se va lăsa înşelat de aspectul exterior al maşinii, ci îl va supune unui sever control. Acest lucru este foarte indicat mai ales atunci cînd se cumpără o maşină în străinătate, pentru a reduce riscul unei investiţii păgubitoare şi a evita neplăcuta surpriză ca Registrul Auto Român să refuze eliberarea cărţii de identitate datorită defecţiunilor obiectului.

O astfel de inspecţie tehnică nu presupune neapărat prezenţa unui specialist, ci doar cunoaşterea şi aplicarea corectă a unor principii de control. În acest scop se prezintă în continuare un ghid practic, prin folosirea căruia cel interesat nu riscă să iasă păgubit. Lista cu punctele de control se împarte în opt grupe: documente, caroserie, interior, motor, transmisie, frîne, alte echipamente şi proba de rulaj.

DOCUMENTE

● Comparaţi datele înscrise în certificatul de înmatriculare cu cele din cartea de identitate (pentru autoturismele nou omologate); datele trebuie să corespundă.

● Verificaţi dacă maşina are dovada de inspecţie anuală valabilă.

● Verificaţi corespondenţa numărului de circulaţie înscris în certificatul de înmatriculare cu cel de pe autovehicul.

● Verificaţi exactitatea datelor înscrise în certificatul de înmatriculare şi cartea de identitate privitoare la seria motorului, cea a şasiului, culoarea caroseriei şi anul de fabricaţie.

CAROSERIA

● Verificaţi dacă există rugină pe caroserie.

● Controlaţi, în plus, existenţa ruginei în zonele de îmbinare a aripilor, la asamblarea feţelor de uşi, longeroanelor, pragurilor şi contraaripilor.

● La vehiculele vopsite proaspăt, total sau parţial (ultimul caz este trădat de diferenţele de nuanţe locale sau de resturile de vopsea rămase pe garnituri, rame, mînere etc.), se va controla calitatea reparaţiilor aplicînd un magnet pe locurile vopsite; dacă repararea a fost prost făcută şi a necesitat încărcarea excesivă cu chit, magnetul nu va rămîne lipit pe suprafaţa tablei.

● Existenţa sudurilor pe caroserie şi cadru este indiciul unor reparaţii aplicate unui autovehicul accidentat.

● Dacă se constată că maşina a fost reparată la partea frontală, este strict necesară verificarea diagonalelor, deoarece autovehiculul cu diagonalele inegale se deplasează oblic, uzînd pneurile, stricînd stabilitatea în viraj şi la frînare şi mărind consumul de combustibil.

● Pentru măsurare, automobilul se aduce pe o suprafaţă plană, iar în dreptul roţilor se va trasa cu cretă pe sol cîte un „T" lipit de pneu, aşa cum este arătat în figură. Se îndepărtează apoi maşina şi se măsoară diagonalele D1 şi D2, care la un vehicul deformat sînt inegale.

● Verificaţi starea capului de cadru pe care se află motorul; el nu trebuie să prezinte fisuri sau ruperi.

● Nu vă lăsaţi indus în eroare de prezenţa în unele locuri a uleiului, cum sînt pragurile sau uşile; controlaţi, totuşi, eventuala existenţă a ruginei în aceste locuri, deoarece este ştiut că procedeul nu este eficace decît dacă a fost aplicat pe tabla nouă.

● Instalaţia de evacuare costă scump; de aceea verificaţi starea de coroziune a tobelor de amortizare şi a conductelor de eşapament.

● Cu acelaşi prilej verificaţi etanşeitatea traseului de evacuare obturînd ieşirea gazelor cu o cîrpă sau chiar cu talpa pantofului. Dacă totul este în regulă, motorul se va opri în cîteva clipe.

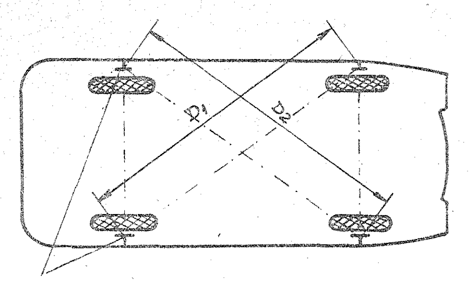
● Capotele şi uşile trebuie să se închidă foarte corect, adică să fie aliniate cu caroseria şi fără jocuri.

● Verificaţi starea chederelor şi garniturilor elastice ale uşilor, trapei plafonului, capotei portbagajului, geamurilor şi parbrizelor.

● Controlaţi dacă farurile nu sînt umezite la interior, dacă au stratul reflectorizant degradat sau geamul dispersor spart.

INTERIORUL

● Se verifică atent starea tapiseriei şi a covoarelor, observînd dacă ele sînt originale. Este un indiciu sigur al „vîrstei" maşinii (la fel ca şi garniturile de cauciuc ale pedalelor), ştiind că kilometrajul nu este o garanţie de încredere.



Marcaje în T $D_1 \neq D_2$

● Se citesc în linişte instrucţiunile de exploatare şi apoi se verifică funcţionarea tuturor comenzilor, a aparatelor şi indicatoarelor de bord, a ştergătoarelor şi spălătorului de parbriz, instalaţia de climatizare, lumini şi celelalte.

● Controlaţi uşurinţa deschiderii şi închiderii uşilor, a capotei motorului şi a portbagajului la care comanda se face din interior, precum şi a acoperişului rabatabil — dacă există.

● Verificaţi existenţa şi corectitudinea fixării centurilor de siguranţă.

● Constataţi dacă banchetele şi spătarele lor se manevrează uşor şi dacă rămîn blocate în poziţiile fixate.

MOTORUL

● Motorul trebuie să fie curat şi uscat. Existenţa oricărei scurgeri de ulei, fie sub motor, fie în părţile superioare, indică o proastă întreţinere, care a condus la apariţia neetanşeităţii spaţiilor prin care circulă lubrifiantul. Pe de altă parte, o maşină cu spaţiul grupului motor propulsor extrem de lustruit şi cu toate părţile de cauciuc sau plastic nou-nouţe este dubioasă.

● Se porneşte motorul; la ralanti el trebuie să funcţioneze stabil şi liniştit, fără zgomote şi ţăcănituri (bătăi); chiar dacă acestea din urmă sînt uşoare, ele sînt totuşi simptomul instalării unei defecţiuni care se va agrava — exceptînd jocul distribuţiei.

● Este foarte utilă existenţa unui compresometru; presiunea de compresie a cilindrilor este un criteriu absolut neîndoielnic al gradului lor de uzură.

● Se desface buşonul de umplere cu ulei şi dacă prin orificiul său ies gaze, înseamnă că există segmenţi defecţi sau cel puţin un grup piston-cilindru are un grad avansat de uzură.

● Verificaţi nivelul uleiului în baie; dacă cu acest prilej constataţi urme de şpan (particule metalice) în masa uleiului de pe jojă, acestea presupun riscul unor lagăre în curs de uzare.

● Verificaţi radiatorul şi legăturile sale, care nu trebuie să prezinte scurgeri; rugina în lichidul de răcire este indiciu al vechimii lichidului, al deteriorării calităţii sale, iar prezenţa uleiului arată pierderea etanşeităţii între spaţiile de răcire şi cel de ungere.

● Bateria de acumulatoare nu trebuie să aibă bacul fisurat, scurgeri de lichid, iar bornele să fie unse. Densitatea lichidului se va situa între 1,26—1,28 g/cm³.

TRANSMISIA

● Schimbaţi pe rînd treptele cutiei de viteză cu ambreiajul decuplat. Apariţia unor zgomote indică prezenţa defectării sincronizatoarelor sau că ambreiajul nu decuplează complet.

● Pedala de ambreiaj trebuie să aibă o cursă liberă de cca 30 mm.

● Pentru a verifica funcţionarea corectă a ambreiajului, cuplaţi treapta a doua a cutiei de viteze, trageţi frîna de mînă şi apoi ambreiaţi. Dacă motorul continuă să funcţioneze fără ca maşina să înainteze, înseamnă că ambreiajul patinează, fiind uzat sau prost reglat.

● Se suspendă pe rînd roţile motoare şi se cuplează etajul patru al cutiei de viteze. Învîrtind cu mîna roata suspendată în ambele sensuri, se constată dacă nu are un joc exagerat, semn al uzurii avansate a canelurilor sau a altor cuplaje.

FRÎNELE

● Verificaţi existenţa lichidului de frînă în recipientul pompei centrale şi controlaţi dacă nu se produc scurgeri de lichid pe la racorduri şi îmbinări.

● Siguranţa funcţionării frînelor este vitală. De aceea, nu precupeţiţi efortul de a demonta una din frînele roţilor din faţă şi de a constata gradul de uzură a plăcuţelor (saboţilor), ale căror garnituri trebuie să mai aibă o grosime de cel puţin 5 mm. Discurile de frînă nu trebuie să aibă o grosime sub 8 mm, iar suprafeţele lor (ca şi ale tamburilor) să nu prezinte zgîrieturi şi şanţuri pronunţate.

ALTE ECHIPAMENTE

● Verificaţi jocul liber radial al volanului care, apreciat la nivelul diametrului exterior, nu trebuie să depăşească 2—3 degete (4—5 cm).

● Cu roţile de direcţie suspendate succesiv, încercaţi să deplasaţi roata în plan vertical şi apoi orizontal (apucînd roata cu mîna, mai întîi de la bază şi punctul cel mai înalt şi apoi din două puncte diametral opuse pe orizontală). Existenţa uzurii articulaţiilor (pivot, capete de bare) se face simţită prin jocuri libere. Învîrtind roata cu cutia de viteze aflată în punctul neutru, se ascultă cu atenţie producerea vreunui zgomot (vîjîit, bîzîit) care atestă existenţa unor rulmenţi defecţi.

● Amortizoarele sînt defecte cînd pe tija sau pe corpul lor apar urme de ulei.

● Apăsaţi succesiv cu mîna vehiculul la colţuri şi eliberaţi-l brusc. Dacă el oscilează de 3—4 ori, înseamnă că amortizorul respectiv este defect. În mod normal caroseria trebuie să se salte şi apoi să revină la nivelul normal, menţinîndu-şi această poziţie.

● Există o lege în patru puncte privitoare la pneuri:
- profilul adînc de cel puţin 4 mm;
- desenul profilului uniform la toate roţile;
- unicitatea construcţiei (radială sau diagonală) şi a tipului;
- identitatea dimensională.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Redactor-şef: ing. I. MIHĂESCU
Secretar general de redacţie: fiz. ALEX. MĂRCULESCU
Redactori: K. FILIP, ing. M. CODĂRNAI
Secretariat: M. PĂUN
Corectură: V. STAN
Grafică: I. IVAŞCU

Administraţia: Editura „Presa Naţională" S.A.
Tiparul executat la Imprimeria „Coresi" Bucureşti
INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT—IMPORT PRESA P.O.BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREŞTI, CALEA GRIVIŢEI NR. 64—66.

ELTRA CS—202

În numărul 4 al revistei a fost prezentată schema electrică de principiu a radioreceptorului din radiocasetofonul ELTRA CS-202. În această pagină este redată schema electrică de principiu a părții de casetofon, urmînd ca în numărul 6/1992 să publicăm schemele preamplificatoarelor și amplificatoarelor audio, precum și ale sistemului de alimentare cu energie electrică.

